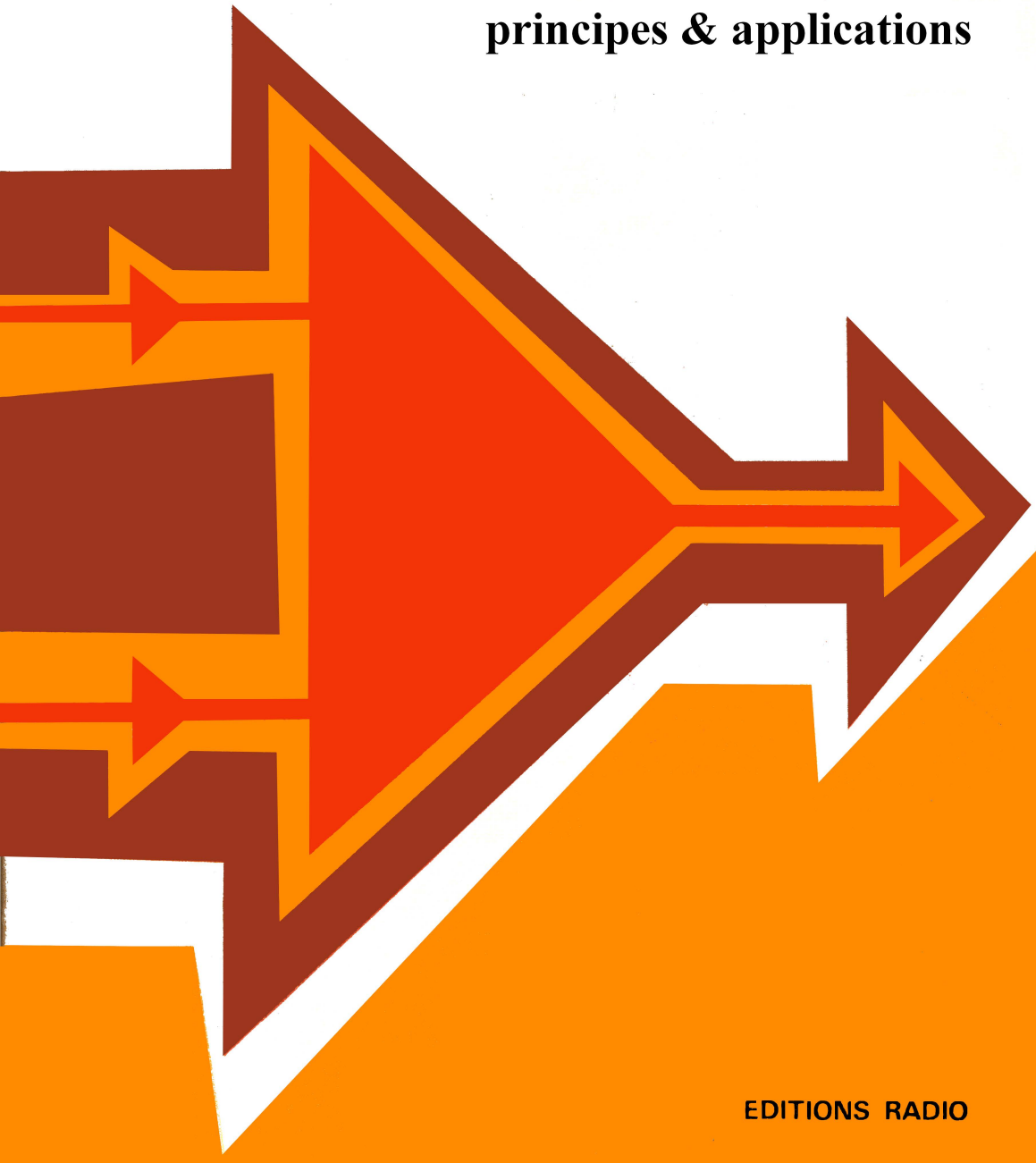
R. DAMAYE

l'amplificateur opérationnel

principes & applications



EDITIONS RADIO

Les 5 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande

★

Toute l'Electronique

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934 (11 numéros par an). Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

Le n° 5 F

Abonnement (un an) : France 45 F; Etranger 65 F.

★

T.E.S.T. TECHNIQUES ELECTRONIQUES SON TELEVISION

Revue mensuelle fondée en 1970 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » et audio-visuel (10 numéros par an). Une part importante traite des méthodes et appareils modernes de mesures et de dépannage. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

Le n° 3,50 F

Abonnement (un an) : France 30 F; Etranger : 40 F.

★

Electronique & microélectronique industrielles

Revue fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie (16 numéros par an).

Le n° 7,50 F

Abonnement (un an) : France 85 F; Etranger 120 F

★

ELECTRONIQUE ACTUALITÉS

Hebdomadaire fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

Le n° 2,50 F

Abonnement (un an) : France 75 F; Etranger 100 F.

★

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle fondée en 1972 (11 numéros par an). Seule revue en France spécialisée dans les techniques et applications industrielles de l'automatisation.

Le n° 10 F

Abonnement (un an) : France 100 F; Etranger 130 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6e) - Tél. : 033-13-65

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Principes et applications

A Claude GAGNE, mon ami.

R. DAMAYE

★

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

principes et applications

★

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob — PARIS (6e)

©
By Editions Radio
Paris, 1972

Imprimé en France
Imprimerie Wallon, Vichy

N° : Editeur 538 N° : Imprimeur 1443
Dépôt légal : 1er trimestre 1972

INTRODUCTION

Celui qui, il y a seulement vingt ans, aurait imposé pour la réalisation d'un amplificateur les caractéristiques suivantes :

— *Gain en tension minimal : 50 000*
— *Produit gain - largeur de bande : 1 MHz*
— *Consommation : inférieure à 100 mW*
— *Poids : quelques grammes*

serait passé pour un joyeux farfelu. Pourtant, ces caractéristiques sont, à peu de choses près, celle du très classique μA 709 ; tellement classique qu'il a été diffusé à des millions d'exemplaires et qu'il ne coûte actuellement que quelques francs.

Né avec le calculateur analogique pour permettre, en association avec des circuits extérieurs plus ou moins complexes, de constituer les modèles électriques des principales fonctions mathématiques, l'amplificateur opérationnel était à l'époque des tubes un engin cher, fragile et assez facilement affecté par diverses dérives et instabilités.

En 1952 découverte du transistor : les pessimistes disent que le nouveau composant ne pourra jamais être utilisé qu'en basse fréquence et pour des circuits à faible impédance d'entrée.

1959 voyait naître, chez Texas Instruments, *le premier circuit intégré monolithique. C'était un circuit de logique : les pessimistes déclarent que la nouvelle technologie ne pourra jamais être utilisée — tout au moins d'une manière économique — que pour des circuits fonctionnant en tout ou rien et que la réalisation industrielle en grande série de circuits linéaires est tout à fait impensable.*

Réponse aux pessimistes : en 1965, environ six ans seulement plus tard, Fairchild *sort sa première série linéaire, la série 700 qui donnera*

naissance aux μA 702, μA 709, μA 741, μA 725, etc. Tandis que de nombreux autres constructeurs lancent sur le marché des amplificateurs opérationnels intégrés de plus en plus performants.

Parallèlement, les progrès effectués dans d'autres branches de la technique (circuits à haute densité de composants sub-miniatures, films minces, couches épaisses) permettaient la réalisation, généralement sous forme de boîtiers moulés, d'amplificateurs à hautes performances : gain et bande passantes élevés, très faibles tension et courant de décalage, courant de polarisation quasi nul, grâce aux dispositifs à transistors à effet de champ, et plus spécialement amplificateurs stabilisés par chopper ou à entrée par varactors, courants de sortie élevés, etc.

Tous ces perfectionnements devaient permettre d'étendre les possibilités de l'amplificateur opérationnel et en multiplier les applications. Cet élément est ainsi devenu d'un usage si courant que d'ensemble il est passé progressivement au rang de sous-ensemble puis de simple composant ; à tel point qu'actuellement on peut presque le considérer comme un transistor un peu particulier, dont, en version intégrée monolithique, il a les dimensions.

Décrire l'amplificateur opérationnel, en énoncer les qualités et les défauts, expliquer comment mettre à profit les premières et comment remédier aux seconds, mesurer ses caractéristiques puis en montrer les principales applications, tel est le but de cet ouvrage.

La présente étude ne se prétend pas exhaustive, ce n'est qu'un modeste ouvrage d'initiation. En cours de rédaction nous avons parfois eu l'impression de ne faire qu'effleurer le sujet. Pour compenser ces lacunes nous avons fait suivre chaque chapitre d'une bibliographie parfois même assez fournie. D'autres fois, au contraire, nous avons été amenés, pour permettre l'intelligence de ce qui allait suivre, de nous livrer à des considérations théoriques qui paraîtront peut-être un peu trop longues à certains. Ceci est en contradiction avec notre propre conception de l'ouvrage technique qui doit, selon nous, faire plus appel à l'esprit d'analogie et à l'intuition du lecteur qu'à la démonstration théorique laquelle, toujours à notre avis, est plutôt l'apanage du livre scientifique. Afin de permettre au lecteur surtout pratique, faisant confiance à une formule ou à un schéma de montage sans vouloir entrer dans les considérations d'ordre théorique qui les justifie, de voir d'un seul coup d'œil les passages qu'il peut sauter, nous avons demandé à l'imprimeur de composer ces parties en un caractère plus petit.

En ce qui concerne les applications, nous nous sommes plus particulièrement apesantis sur les plus classiques : circuits mathématiques et filtres actifs. Un nombre pratiquement illimité d'applications de l'amplificateur opérationnel sont possibles, nous nous sommes limités à décrire les plus courantes. Le lecteur pourra en découvrir des tas d'autres dans les ouvrages cités en référence, ou mieux dans son imagination.

CHAPITRE PREMIER

FAISONS CONNAISSANCE AVEC LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Dans les premiers calculateurs analogiques — c'était encore à l'époque de l'électronique « chaude » — il était fait appel à des amplificateurs à courant continu à très grand gain de haute qualité auxquels, en les dotant de circuits de contre-réaction appropriés, il était possible de faire effectuer les principales opérations mathématiques : addition, soustraction, élévation à une puissance donnée, intégration, etc. et qui pour cette raison furent nommés amplificateurs « opérationnels ». Le développement que l'on sait des semiconducteurs, et en particulier des circuits intégrés, a permis la réalisation en grande série, et pour des prix modiques, d'amplificateurs de ce type pouvant égaler et même souvent dépasser les performances de leurs ancêtres à tubes. Compacts, stables, d'une très faible consommation, ces éléments ont rapidement pris rang de composants dans les montages électroniques actuels et le champ de leurs utilisations, qui n'a fait que croître, n'a de limites que celle de l'imagination des chercheurs. Mais que sont ces petites merveilles ? Quelles doivent en être les caractéristiques ? C'est ce que nous nous proposons de montrer dans ce premier chapitre.

Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal.

Nous montrerons dans l'avenir qu'avec un amplificateur opérationnel idéal, les caractéristiques du circuit dans lequel il est monté ne dépendent que de celles de la boucle de contreréaction qui lui est

associée. Là se pose la question : « Quelles doivent être les particularités d'un amplificateur opérationnel parfait ? »

Pour atteindre la perfection, un amplificateur opérationnel devrait répondre aux critères suivants :

— Gain infini.
— Impédance d'entrée infinie, afin de ne pas surcharger les circuits amonts d'une part et, d'autre part, pour que cette impédance d'entrée n'influence en aucune manière les caractéristiques propres de la boucle de contreréaction.
— Impédance de sortie nulle afin que la tension de sortie ne soit pas influencée par l'impédance de la charge.
— Bande passante infinie, afin de lui permettre de fonctionner à n'importe quelle fréquence sans apporter d'atténuation ou de déphasage aux fréquences élevées.
— Tension de sortie parfaitement nulle en l'absence de signal à l'entrée.

Nous verrons plus loin que si cet idéal n'a pu être atteint, il a été possible de réaliser des amplificateurs dont les caractéristiques sont suffisamment bonnes pour pouvoir, dans certains cas, négliger leur influence sur les circuits extérieurs.

Définissons les caractéristiques statiques.

GAIN EN BOUCLE OUVERTE.

Dans la majorité des cas, un amplificateur opérationnel est utilisé selon le schéma général de la figure 1-1, dans lequel Z_E et Z_{CR} peuvent être n'importe quel type d'impédance (résistances pures, condensateurs, parfois inductances — cela est très rare mais n'est pas exclu

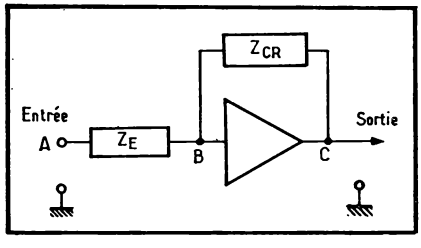


Fig. 1-1. — Schéma général de branchement d'un amplificateur opérationnel.

en principe — impédances complexes (circuits accordés, filtres, etc.) ou même par des éléments non linéaires : transistors, diodes, thermistances, résistances V.D.R., tout ce que l'on voudra. Le gain du montage est alors, répétons-le dans le cas d'un amplificateur opérationnel parfait, uniquement fonction des caractéristiques de la boucle : on parle alors de *gain en boucle fermée* ou parfois plus simplement *gain en boucle*. L'amplificateur opérationnel n'étant pas parfait il

possède un *gain propre fini* qui est nommé *gain en boucle ouverte,* symboliquement G_O ou A_O. Ce gain qui comme pour tout amplificateur est égal au rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée en l'absence de toute boucle de réaction est donné par la formule :

$$G_O = V_S / V_E$$

— V_S étant la tension de sortie et V_E celle appliquée à l'entrée.
Ce gain peut être également exprimé en décibels. On a alors :

$$G_O\,(dB) = 20 \log (V_S/V_E)$$

REPRESENTATION SCHEMATIQUE.

Nous avons jusqu'à présent envisagé un amplificateur opérationnel qui n'aurait qu'une unique entrée et dont le signal de sortie serait déphasé de 180° sur la tension d'entrée, ou si nous raisonnons en

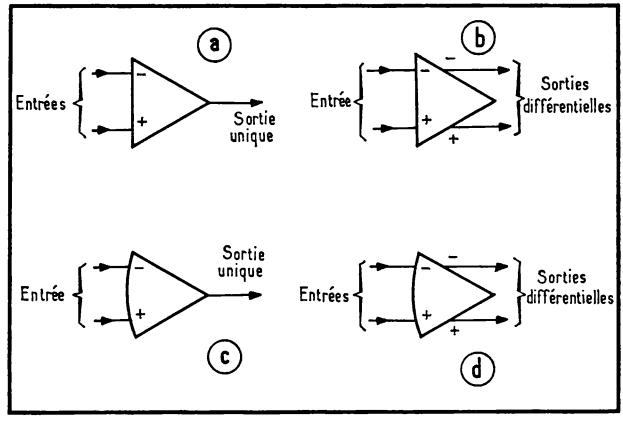


Fig. 1-2. — Représentations schématiques de l'amplificateur opérationnel à sortie unique (a et c) - **à sorties différentielles** (b et d).

tension continue, la tension de sortie serait négative lorsque celle d'entrée serait positive et positive pour une tension d'entrée négative. Pour diverses raisons que nous découvrirons au fur et à mesure que nous progresserons, les amplificateurs opérationnels possèdent généralement deux entrées fonctionnant en différentiel : une inverseuse, c'est-à-dire que le signal qui lui est appliqué se voit changé de signe par l'amplificateur et qui est généralement appelée entrée « moins » (elle est presque toujours marquée du signe — sur les schémas) ; l'autre entrée est dite directe car le signal qui lui est appliqué ne subit pas d'inversion lors de son traitement par l'amplificateur. Cette entrée est nommée entrée « plus » et est marquée d'un signe + sur les schémas.

Généralement la sortie est unique (*single ended* comme disent les Anglo-Saxons) mais elle peut être différentielle, ce qui signifie

que pour un signal négatif appliqué à l'entrée « plus » la sortie « plus » est positive alors que la sortie « moins » est négative, et réciproquement pour la sortie « moins ».

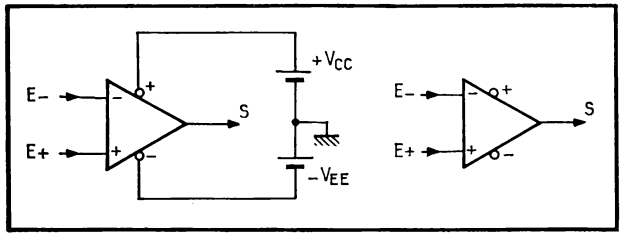


Fig. 1-3. — L'amplificateur opérationnel nécessite généralement deux sources d'alimentation (a) **qui sont parfois omises sur les schémas dans un but de simplification** (b).

Les différentes représentations graphiques des amplificateurs opérationnels sont réunies à la figure 1-2. On remarquera que pour plus de simplicité dans les schémas, les tensions d'alimentation — il en faut généralement deux, une positive et l'autre négative par rapport à la masse — ne sont pas figurées (figure 1-3). On rencontrera également dans les schémas des chiffres inscrits à côté des différentes bornes. Pour un amplificateur opérationnel donné et présenté dans un type de boîtier donné, ils indiquent simplement le numéro de la broche correspondante.

L'IMPEDANCE DIFFERENTIELLE D'ENTREE.

C'est l'impédance vue entre les entrées A (+) et B (—) du schéma de la figure 1-4 *b*. Lorsqu'on applique entre ces bornes une source flottante par rapport à la masse, le courant fourni par cette source est alors égal à :

$$I_E = V_d/Z_{AB}$$

IMPEDANCE D'ENTREE EN MODE COMMUN.

Si l'on réunit l'une des entrées à la sortie et que l'on applique à l'autre entrée une source variable E par rapport à la masse (fig. 1-4 *c*), *l'impédance d'entrée en mode commun* est celle donnée par la formule :

$$Z_A \text{ ou } Z_B = \Delta E/\Delta I$$

IMPEDANCE DE SORTIE.

L'impédance équivalente de source vue de la sortie de l'amplificateur fonctionnant en boucle ouverte est nommée *impédance de sortie en boucle ouverte* (Z_S). Dans la partie linéaire de la caractéristique de l'amplificateur on peut écrire l'équation du courant de sortie :

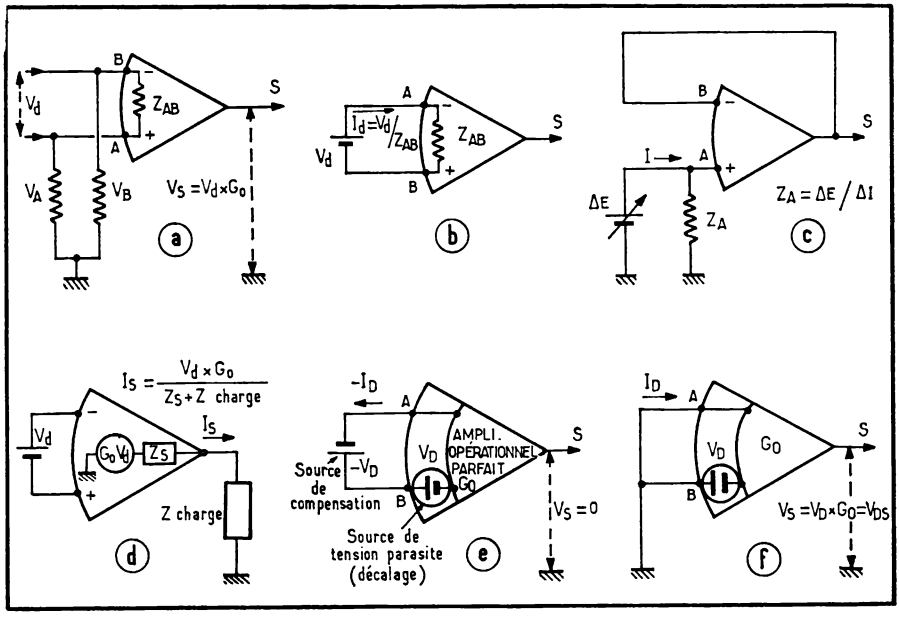


Fig. 1-4. — Représentation schématique des principaux paramètres statiques de l'amplificateur opérationnel.

$$I_S = \frac{G_O \cdot V_d}{Z_S + Z_C}$$

Z_C : Impédance de charge

(Fig. 1-4 *d*)

COURANT DE POLARISATION (I_P).

Le courant de polarisation I_p est le courant, issu d'une source de résistance interne infinie, qu'il faudrait appliquer sur l'une des entrées pour avoir une tension de sortie nulle. On peut considérer deux courants de polarisation : celui concernant l'entrée non-inverseuse I_{p+} et celui concernant l'entrée inverseuse I_{p-}. C'est la différence de ces deux courants qui constitue le courant de décalage d'entrée.

DECALAGE (OFFSET).

Nous avons dit que dans un amplificateur opérationnel idéal, la tension de sortie est parfaitement nulle en l'absence de signal à l'entrée. Dans la pratique il n'en est généralement pas exactement ainsi. On nomme *tension de décalage d'entrée* (offset) la petite tension V_D qu'il est nécessaire d'appliquer à l'entrée pour obtenir une tension de sortie parfaitement nulle. Tout se passe comme si on avait affaire à un amplificateur opérationnel parfait avec, en série avec l'une

des entrées, un générateur de tension V_D qu'il est nécessaire de neutraliser en appliquant une tension équivalente en opposition pour ramener la sortie au potentiel de la masse (fig. 1-4 *e*). Le *courant de décalage d'entrée* I_D est le courant fourni par cette source pour obtenir un courant de sortie nul.

Si la tension de décalage d'entrée n'est pas compensée et que l'on court-circuite les bornes d'entrée entre elles et à la masse, la tension de sortie n'est pas exactement nulle : il apparaît entre la borne de sortie et la masse une tension V_{DS} qui est la *tension de décalage de sortie* ; elle est, on s'en doute, égale à la tension de décalage d'entrée multipliée par le gain en boucle ouverte :

$$V_{DS} = G_O \cdot V_D$$

DERIVE.

Le phénomène de décalage ne serait pas gênant en soi, puisqu'il est possible de le compenser, s'il était stable mais il est susceptible de variations ou *dérives* sous l'influence de divers paramètres.

— La température peut être la cause de la dérive du courant ou de la tension de décalage, cette dérive en fonction de la température est exprimée en microvolts par degré Celsius (μV/°C).
— En dehors de toute cause extérieure, les paramètres de décalage évoluent également dans le temps. La dérive en fonction du temps s'exprime en microvolts par jour pour la tension et en nano ou en pico-ampère par jour pour le courant.
— Les variations des tensions d'alimentation peuvent être également cause de dérives qui sont exprimées en μV par volt de la tension d'alimentation.

Paramètres dynamiques.

GAIN EN BOUCLE FERMEE.

Il est fort rare que l'amplificateur opérationnel soit utilisé en boucle ouverte. Ainsi qu'il a été dit plus haut, la configuration la plus courante d'utilisation est celle de la figure 1-5 comparable à la figure 1-1, dans laquelle Z_E est l'impédance d'entrée qui est égale à la somme de l'impédance interne de la source Z1 (étage amont) et d'une impédance montée en série avec la borne d'entrée de l'amplificateur Z2. Z_{CR} est l'impédance de contreréaction. Dans le cas d'un amplificateur opérationnel idéal, la tension entre les points A et B est nulle (puisque le gain en boucle ouverte de l'amplificateur est infini). Nous pouvons alors écrire que le gain en courant de l'amplificateur opérationnel est égal à :

$$G = Z_{CR}/Z_E$$

Dans ces conditions idéales on peut en effet considérer que le courant différentiel d'entrée I_d est nul et que le même courant I_E circule dans les deux impédances Z_E et Z_{CR} ; on peut écrire :

$$\frac{V_E - V_B}{Z_E} = \frac{V_B - V_S}{Z_{CR}}$$

Mais si le potentiel de B est nul (il n'y a pas de différence de potentiel entre B et A et ce dernier point est à la masse par construction) on a bien :

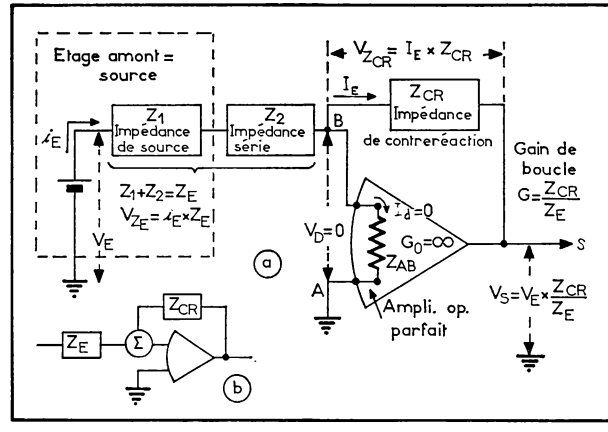


Fig. 1-5. — Fonctionnement en boucle fermée d'un amplificateur opérationnel (a). **Le point de sommation est parfois marqué de la lettre** Σ (b).

$$G = V_S/V_E = -(Z_{CR}/Z_E)$$

Le signe moins indique qu'il y a inversion de polarité (ou de phase pour un signal d'entrée alternatif) entre l'entrée et la sortie.

CARACTERISTIQUES DE TRANSFERT.
TENSION MAXIMALE DE SORTIE.

Si nous relevons, à l'aide du montage de la figure 1-6 *a* la caractéristique de transfert d'un amplificateur opérationnel nous obtiendrons une courbe du genre de celle représentée à la figure 1-6 *b*. Cette courbe comporte deux zones de saturation — dues au fait évident que la tension de sortie ne peut excéder celle d'alimentation — encadrant une zone de fonctionnement linéaire. Pour un amplificateur opérationnel idéal, cette courbe est symétrique par rapport aux deux axes c'est-à-dire que la zone linéaire s'étend à la même valeur, et avec une même pente, dans la région négative comme dans la région positive. Deux points remarquables doivent être signalés :

— *La tension de saturation est indépendante du gain en boucle.*

— *Seule la pente de la zone linéaire est influencée par la valeur du gain en boucle du montage.*

On appelle *tension maximale de sortie* (V_S max) de l'amplificateur la hauteur de la zone linéaire de la courbe caractéristique de transfert. C'est elle qui définit l'amplitude maximale de crête du signal de sortie en l'absence de distorsion.

MODE COMMUN (TENSION ET RAPPORT DE REJECTION).

Réunissons entre elles les entrées d'un amplificateur opérationnel et appliquons entre ces deux bornes réunies et la masse une tension que nous nommons tension de mode commun (TMC), (fig. 1-7). Si l'amplificateur était parfait, sa tension de sortie ne devrait pas en être affectée. Dans la pratique on constate qu'à cause de légères dissymétries dans l'amplificateur une faible tension prend naissance en sortie. Cette tension de sortie peut se ramener à une tension d'erreur ε' qui viendrait s'ajouter en série avec l'une des entrées. On nomme *rapport de rejection en code commun* (RRMC), (*Common Mode Rejection Ratio* : CMRR en anglais) le rapport entre la tension de mode commun TMC définie plus haut et la tension d'erreur en mode commun :

$$\boxed{\text{RRMC} = \text{TMC}/\varepsilon'}$$

Cette tension d'erreur ε' n'est pas mesurable mais il est par contre possible d'évaluer la tension de sortie correspondante ε_S, laquelle est égale au produit de ε' par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur d'où :

$$\boxed{\text{RRMC} = \frac{\text{TMC}}{\varepsilon_S/G_O} = \frac{\text{TMC} \times G_O}{\varepsilon_S}}$$

Le plus souvent le rapport de rejection en mode commun est exprimé en décibels, on peut alors écrire :

$$\boxed{\text{RRMC (dB)} = 20 \log \left(\frac{\text{TMC} \times G_O}{\varepsilon_S}\right)}$$

Bien que les constructeurs soient généralement d'une prudente discrétion à ce sujet, il semble intéressant de noter que le rapport de rejection en mode commun n'est pas un paramètre immuable, car il est dans une certaine mesure affecté par la température, les variations des tensions d'alimentation et plus particulièrement la fréquence du signal d'entrée (1). Précisons que la *tension maximale de mode commun* est la valeur maximale que peut prendre la tension de mode commun sans risquer d'endommager l'amplificateur. De même la tension qu'il est possible d'appliquer entre les entrées de l'amplificateur sans risquer sa détérioration est appelée *tension maximale différentielle d'entrée* (V_d max).

(1) A ce sujet, lire l'intéressante étude « Common Mode Rejection Ratio : What the spec sheet doesn't say » cité en référence.

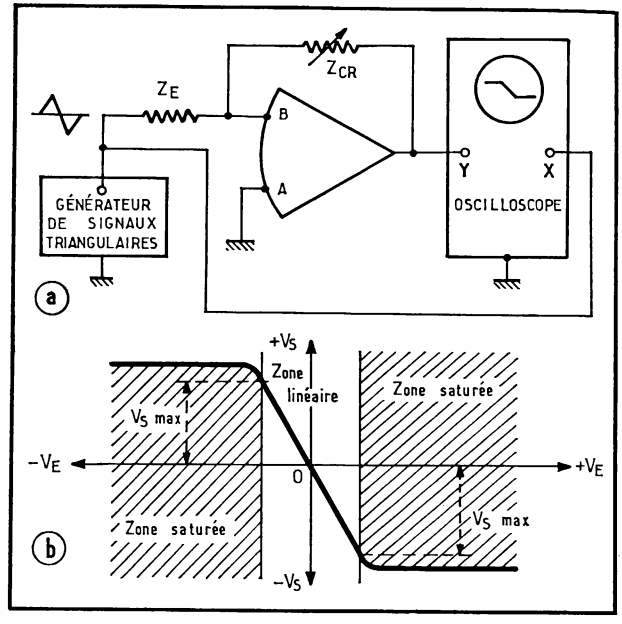
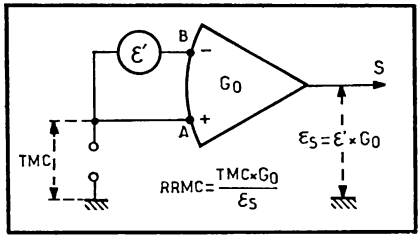


Fig. 1-6. — Relevé de la caractéristique de transfert (a) et allure de cette courbe (b).

Fig. 1-7 ci-dessous. — La tension d'erreur de mode commun peut être considérée comme un petit générateur monté en série avec l'une des entrées de l'amplificateur opérationnel.



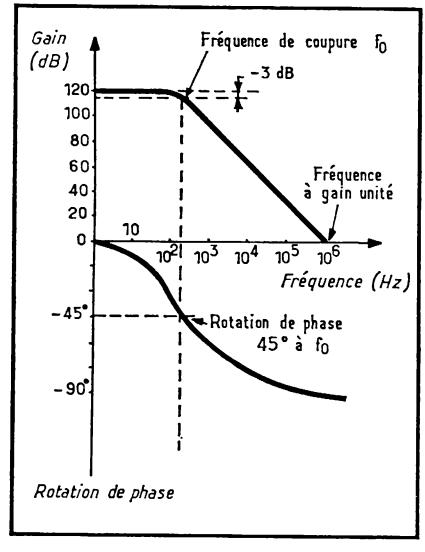


Fig. 1-8 ci-contre. — Diagramme de Bode d'un amplificateur opérationnel : à la fréquence de coupure f_0 correspond une rotation de phase de 45° du signal de sortie.

Comportement en alternatif.

Si le gain d'un amplificateur opérationnel est très élevé en continu (il peut atteindre 160 dB soit 10^8) du fait des capacités internes inévitables, ce gain commence à décroître, d'abord très lentement puis de plus en plus rapidement lorsque la fréquence augmente.

La fréquence pour laquelle le gain est égal à $1/\sqrt{2}$ fois celui en continu, c'est-à-dire de 3 dB plus faible que le gain en continu, est appelée *fréquence de coupure* (f_0) de l'amplificateur opérationnel. A cette fréquence de coupure correspond une rotation de phase de 45° du signal de sortie (fig. 1-8). Pour assurer la stabilité du montage, quel que soit le taux de contreréaction en fonctionnement en boucle fermée, il importe que pour aucune fréquence, la rotation de phase imposée au signal de sortie par les capacités internes n'atteigne 180° car, dans ces conditions, la contreréaction se transformerait en réaction et l'amplificateur en oscillateur (figure 1-9). Cette condition est réalisée si la pente de décroissance du gain en fonction de la fréquence n'atteint jamais 12 dB par octave. C'est pourquoi les fabricants d'amplificateurs opérationnels s'arrangent généralement pour qu'à partir de la fréquence de coupure f_0 le gain décroisse linéairement en fonction de la fréquence avec une pente régulière de 6 dB par octave. Ce qui doit se comprendre de la manière suivante :

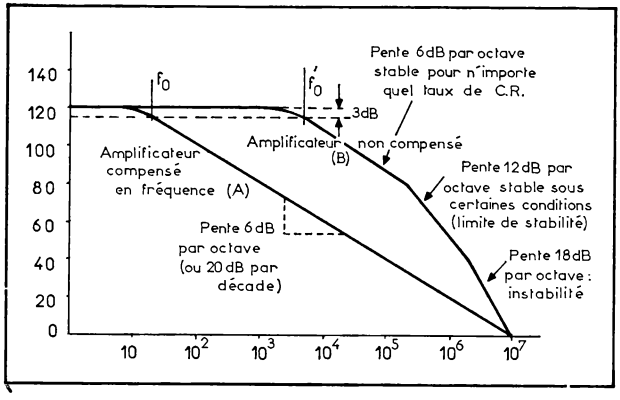


Fig. 1-9. — Courbes de réponses d'un amplificateur opérationnel compensé en fréquence (a) et non compensé (b). Dans ce second cas, la fréquence de coupure est plus élevée, mais il y a des risques d'instabilité aux fréquences élevées (pente de 18 dB par octave).

si pour une fréquence f_1, supérieure à la fréquence de coupure, le gain en boucle ouverte est égal à G_1, le gain G_2 pour une fréquence double de f_1 sera égal à la moitié de G_1. De cette manière la rotation de phase de la tension de sortie ne dépassera jamais 90° et, quel que soit le taux de contreréaction, le montage restera stable. En fait, cette stabilité n'est obtenue que par une diminution de la fréquence de coupure en boucle ouverte au moyen d'une contreréaction entre étages de l'amplificateur à travers un réseau R — C judicieusement calculé et disposé (fig. 1-10). Dans certains amplificateurs opérationnels, afin de permettre à l'utilisateur de profiter, pour de faibles taux de contreréaction, de toute la bande passante, ce réseau de compensation n'est pas incorporé à l'amplificateur proprement dit mais des bornes sont prévues pour son raccordement extérieur. Dans ces conditions la fréquence de coupure f_0 est notablement plus élevée mais la pente de décroissance du gain en fonction de la fréquence à partir de f_0 est beaucoup plus rapide. L'utilisateur sait qu'il a la possibilité, en jouant sur les valeurs des éléments R et C de compensation, de décaler la fréquence de coupure f_0 mais que de toute façon,

il n'a pas le droit de descendre au-dessous de certaines valeurs (généralement indiquées par le constructeur dans ses notices) faute de quoi la pente de décroissance fatidique de 12 dB par octave serait dépassée et que de ce fait il encourrait des risques d'instabilité. Nous reviendrons plus en détail, sur ce sujet, dans un chapitre ultérieur.

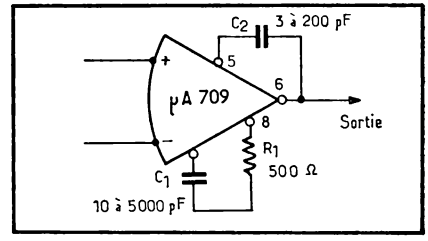


Fig. 1-10. — Exemple de réseau de correction en fréquence (μA 709). Les constructeurs fournissent les courbes de réponse pour les principales combinaisons de valeur des éléments R_1, C_1 et C_2.

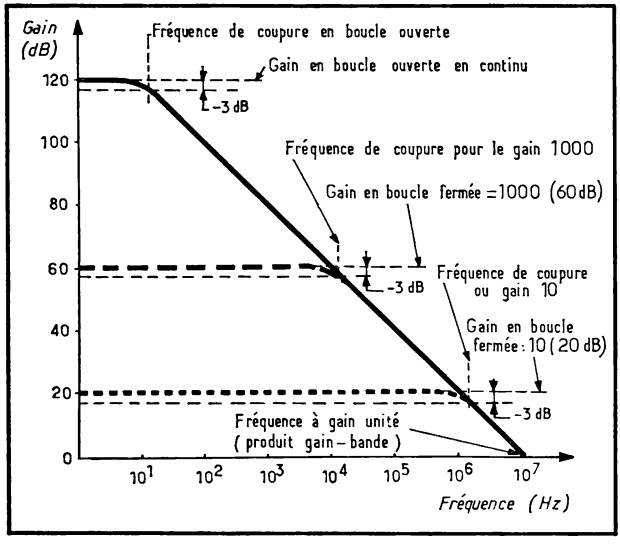


Fig. 1-11. — Le diagramme de Bode permet de déterminer la fréquence de coupure d'un amplificateur opérationnel pour n'importe quel taux de contre-réaction.

Revenons à la courbe standard du gain en boucle ouverte, en fonction de la fréquence (diagramme de Bode) d'un amplificateur opérationnel normalement compensé (pente de décroissance de 6 dB par octave). En dehors de la fréquence de coupure f_0, un autre point de cette courbe doit attirer notre attention : c'est celui pour lequel le gain en boucle ouverte est exactement égal à 1 (0 dB). La connaissance de ce point ainsi que celle du gain en continu nous permettent de reconstituer la courbe de réponse de l'amplificateur pour n'importe quelle valeur du taux de contreréaction ; puisqu'il suffira de tracer à partir de la valeur du gain en boucle fermée retenu, une parallèle à l'axe horizontal. Cette fréquence pour laquelle le gain est égal à l'unité correspond à ce que l'on appelle le produit gain-bande passante de l'amplificateur. En effet si nous savons que le produit gain-bande passante d'un amplificateur est égal à 10 MHz (gain unité pour cette

fréquence) sa fréquence de coupure en boucle fermée avec un gain en continu de 60 dB (1 000) sera de 10 MHz/1 000 = 0,01 MHz ou 10 KHz. Il ne faudrait cependant pas nous livrer à des extrapolations hâtives en disant que ce même amplificateur aurait un gain de 10^7 à 1 Hz si son gain en boucle ouverte en continu n'excède pas 10^6 soit 120 dB ! C'est à cela que sert la connaissance du gain en continu car en aucune manière ce gain ne saurait être dépassé sauf cas de tendance à l'instabilité due à une compensation en fréquence inadéquate.

Réponse à un échelon unité. Vitesse de balayage ou « Slew rate ».

Parce que sa bande passante n'est pas infinie, un amplificateur opérationnel ne restitue pas fidèlement l'échelon unité. Expliquons-nous dans un langage plus simple : si nous appliquons à l'entrée d'un amplificateur opérationnel un signal variant de O à V_d dans un temps infiniment bref, le signal de sortie accusera une certaine pente dV/dt qui peut se mesurer en volts par microseconde et est définie par le terme de *vitesse de balayage* ou en anglais « Slew Rate » (fig. 1-12 *a*).

C'est le slew rate qui limite le gain pour les forts signaux d'un amplificateur opérationnel. En effet la bande passante pour les petits signaux est notablement plus étendue que pour les signaux forts parce que la vitesse de montée du signal de sortie ne permet pas d'atteindre l'amplitude maximale $V_{S\ max}$ des signaux à fréquence élevée (fig. 1-12 *b*). Par exemple, si nous prenons un amplificateur opérationnel comme le classique 709 dont le slew rate est de 0,3 V/μs, l'amplitude maximale que peut atteindre la tension de sortie à 0,1 MHz

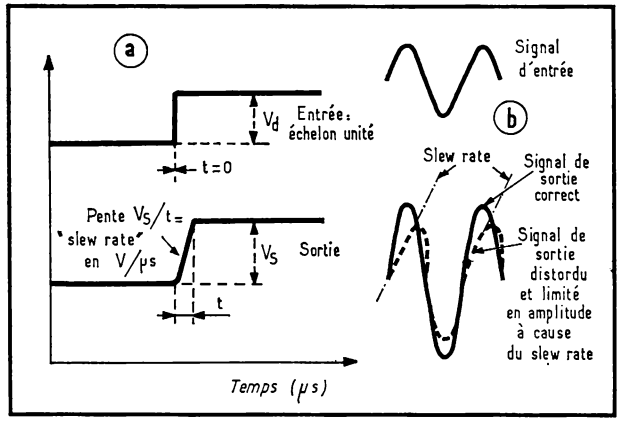


Fig. 1-12. — Un échelon unité n'est pas transmis fidèlement par l'amplificateur opérationnel, le signal de sortie accuse une certaine pente ou « Slew rate » (a) ce qui entraîne une limitation et une distorsion des signaux alternatifs de grande amplitude (b).

est de 0,4 V et si nous désirons obtenir une amplitude maximale de 10 V nous serons obligé de limiter la bande passante à 4,7 KHz. Ce genre de calcul (tension de crête maximale à une fréquence donnée ou au contraire fréquence maximale pour une tension de crête donnée)

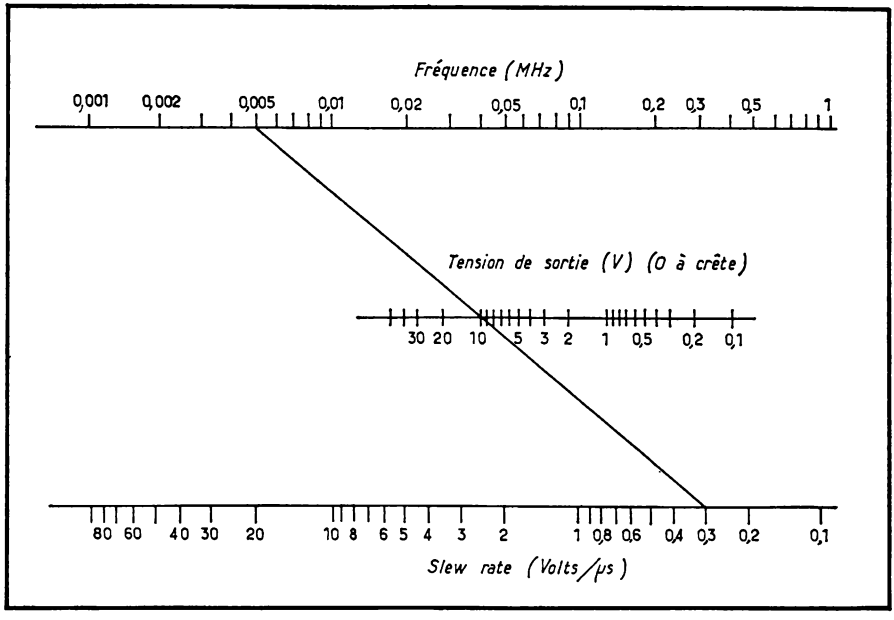


Fig. 1-13. — Abaque pour le calcul de la tension maximale de sortie à une fréquence donnée — et réciproquement de la fréquence maximale pour une amplitude donnée — en fonction du slew-rate.

peuvent être aisément résolus au moyen de l'abaque de la figure 1-13 ou d'après la relation :

$$f \leqslant \frac{1}{\pi . V \text{ crête à crête}} \times \frac{dV}{dt}$$

dans laquelle f est la fréquence du signal considéré. V crête à crête est l'amplitude de crête à crête désirée pour le signal de sortie et dV/dt le slew rate de l'amplificateur.

Dans un amplificateur comportant des bornes pour branchement d'un réseau extérieur de compensation en fréquence, il est possible d'agir sur la valeur du slew rate en modifiant les valeurs des éléments de ce réseau. C'est bien ce que montrent les courbes de la figure 1-14 qui représente la variation de l'amplitude du signal de sortie d'un amplificateur µA 709 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs des éléments du réseau de compensation en fréquence. On voit nettement que pour les valeurs du réseau qui confèrent à l'amplificateur la pente standard de décroissance du gain en fonction de la fréquence de 6 dB par octave (C_1 : 500 pF, C_2 : 20 pF et R_1 : 1 500), courbe II, l'amplitude maximale de crête à crête de 28 V ne pourra être atteinte que pour des fréquences inférieures à 20 KHz alors que pour de très faibles valeurs de ces éléments la même amplitude pourra être atteinte pour des fréquence 10 fois plus élevées.

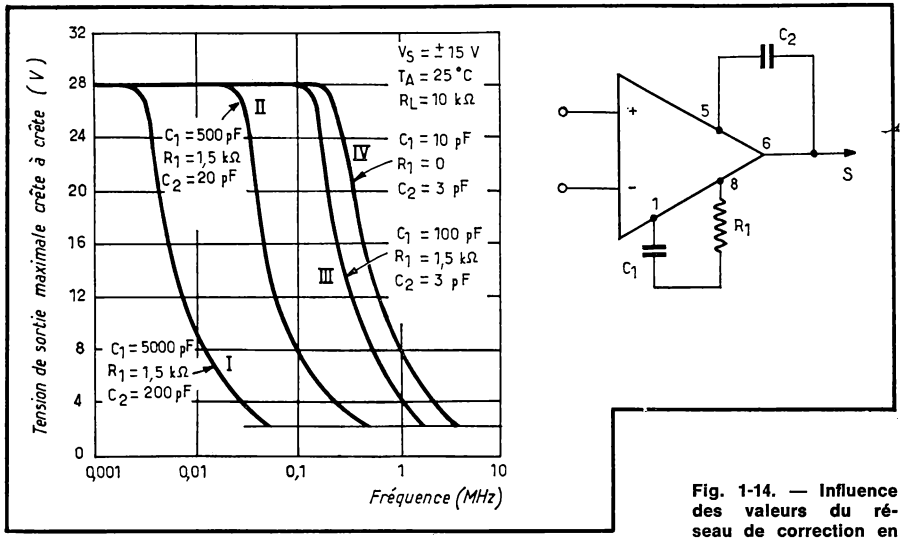


Fig. 1-14. — Influence des valeurs du réseau de correction en fréquence sur la fréquence maximale transmise avec l'amplitude maximale par un μA 709.

Temps de reprise après surcharge.

Si l'on applique à l'entrée d'un amplificateur opérationnel un signal tel que sa sortie soit saturée, pour diverses raisons (charge des capacités internes qui n'arrivent pas à se décharger assez vite, temps de stockage des transistors saturés, etc.) l'amplificateur ne retrouve pas instantanément après la disparition de la surcharge ses caractéristiques initiales, il lui faut un certain temps, qui heureusement ne se chiffre qu'en microsecondes, pour récupérer. Ce temps est parfois donné par les constructeurs pour une surcharge de 50 % de la tension maximale pouvant être appliquée à l'entrée sans provoquer la saturation.

Bibliographie

Amplificateurs Op. — Première partie. Les paramètres. R. DUGÉHAULT. Electronique Professionnelle. Mai 1970.

Principes et applications des circuits intégrés linéaires. H. LILEN. Editions Radio. 1968.

Notions sur les amplificateurs opérationnels. C.V. WEDEN. Orbit. Juin 1967.

Les amplificateurs continus. — J.M. ESCANE. Cours de perfectionnement de l'Ecole Supérieure d'Electricité. 1971.

Amplificateurs opérationnels à circuits intégrés. — M. GRABOWSKI. Cours de perfectionnement de l'Ecole Supérieure d'Electricité. 1971.

The settling Time of Operational Amplifiers. — Robert I. DEMROW. Analogue dialogue (*publication Analogue Devices*). Juin 1970.

Considérations pratiques relatives à l'utilisation des amplificateurs opérationnels du type SF. C 2709. — R. MICOLET. Note d'application technique N° 56 LA 088. de mars 1969, publiée par Sescosem.

Applications des semi-conducteurs : Circuits intégrés linéaires, Amplificateurs opérationnels. Note d'application N° 28. 1967, publiée par R.T.C.

Les amplificateurs opérationnels. — M.F. TOUTAIN DE BUSSY. Publication Imex France.

Common Mode Rejection Ratio : What the Spec Sheet doesn't say. — Frederick GANS. Electronics, 23 juin 1969.

Solve Op. — Amp Slew Rate Requirements. Thomas CARMODY. Electronic Design N° 13. 21 juin 1970.

Custom compensate your op amp. — GARY L., PAYNTON et MORRIS I. WAREN. Electronic Design. 7 janvier 1971.

Et les documentations et notes d'application des constructeurs : Fairchild, Philbrick-Nexus, Analog Device, Tekelec Airtronic, Sescosem, R.T.C., Texas Instruments, Motorola, etc.

CHAPITRE 2

CONSTITUTION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Après avoir défini les paramètres idéaux et réels des amplificateurs opérationnels, il nous paraît maintenant tout indiqué d'en décrire la constitution et d'expliquer par quels moyens constructifs on parvient à obtenir les caractéristiques les meilleures possibles.

Schéma de principe.

Un amplificateur opérationnel est, nous l'avons vu, une variété particulière d'amplificateur différentiel dont la sortie — unique ou elle-même différentielle — est au potentiel zéro en l'absence de signal sur les entrées.

Intéressons-nous d'abord à l'étage différentiel d'entrée. Le schéma de base est la classique « paire à longue queue » (fig. 2-1) qui doit son nom à la valeur élevée de la résistance commune aux émetteurs, et qui est une forme particulière du déphaseur de Schmitt lequel eut sa période de vogue dans les montages à tubes. Par le choix des valeurs des composants et des tensions d'alimentation, cette résistance commune d'émetteurs se comporte approximativement comme une source à courant constant et le courant qui la traverse, que provisoirement nous pouvons évaluer comme sensiblement égale à V_{EE}/R_E, se partage entre les collecteurs des deux transistors T_1 et T_2. En l'absence de signal différentiel appliqué entre les bases de ces transistors, le partage est équitable et les chutes de tension aux bornes des résistances R_{C1} et R_{C2} — d'égale valeur — sont égales. La différence de potentiel entre les collecteurs de T_1 et T_2 est nulle.

Appliquons une tension entre les bases de ces transistors. Si la polarité de cette tension est telle que la base de T_1 soit positive, le débit collecteur de ce transistor va augmenter. Mais le courant fourni

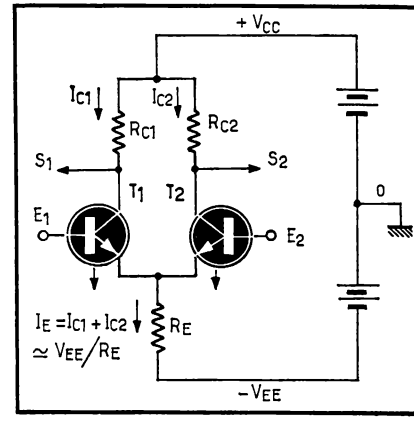


Fig. 2-1. — Le montage baptisé « paire à longue queue » est à la base de l'étage différentiel d'entrée des amplificateurs opérationnels.

aux émetteurs à travers R_E étant constant par construction c'est autant de moins que pourra débiter T_2. Il y aura donc un déséquilibre entre les chutes de tensions aux bornes de R_{C1} et R_{C2}. La chute de tension aux bornes de R_{C1} sera approximativement égale à $R_{C1} \times I_{B1} \cdot \beta_1$ et par conséquent la chute de tension aux bornes de R_{C2} sera : $R_{C2} \times (I_E - [I_{B1} \cdot \beta_1])$. Si $I_{B1} \cdot \beta_1$ est supérieur au courant I_E fourni à travers R_E nous nous trouverons dans la zone de saturation avec laquelle nous avons fait connaissance au chapitre 1.

Si nous recommençons l'expérience en rendant la base de T_2 positive par rapport à celle de T_1, le même phénomène se produira dans l'autre sens : diminution de la chute de tension aux bornes de R_{C1} et augmentation de celle aux bornes de R_{C2}.

Puisque, de toute manière, le courant collecteur des transistors est limité à la valeur $I_E \simeq V_{EE}/R_E$, rien ne nous interdit de supprimer l'une des résistances de collecteur, R_{C1} par exemple (fig. 2-2). Dans ce cas la tension de sortie sera mesurée entre le collecteur de T_2 et la masse. Si la polarité de la tension différentielle d'entrée est telle que ce soit la base de T_2 qui soit positive la tension de sortie va *diminuer* du fait de l'augmentation de la chute de tension aux bornes de R_{C2}. Dans le cas inverse — base de T_1 positive — la chute de tension aux bornes de R_{C2} diminuant, la tension de sortie va *croître*. C'est ce qui nous permet d'écrire que la base du transistor T_2 se comporte comme entrée *inverseuse* puisque la tension de sortie varie en sens *inverse* de celle appliquée à cette électrode, alors que la base de T_1 se comporte comme entrée *directe* puisque la tension de sortie varie dans *le même sens* que celle appliquée à cette entrée.

Bien qu'extrêmement sommaire, cette description du fonctionnement de l'étage différentiel d'entrée nous paraît suffisante pour quiconque ne désire pas entrer dans les détails — et ce n'est pas ici notre dessein — pour une bonne intelligence de ce qui va suivre.

Toutefois, il ne nous semble pas superflu de préciser qu'en fait, la source de courant commune aux émetteurs n'est pas, en réalité, réduite à une simple résistance mais est constituée au moins par un transistor dont la base est maintenue à une potentiel fixe au moyen d'une diode de référence, laquelle en principe pourrait bien être une Zener ou une diode polarisée en direct. Généralement c'est cette seconde solution qui est retenue, la jonction base-émetteur d'un

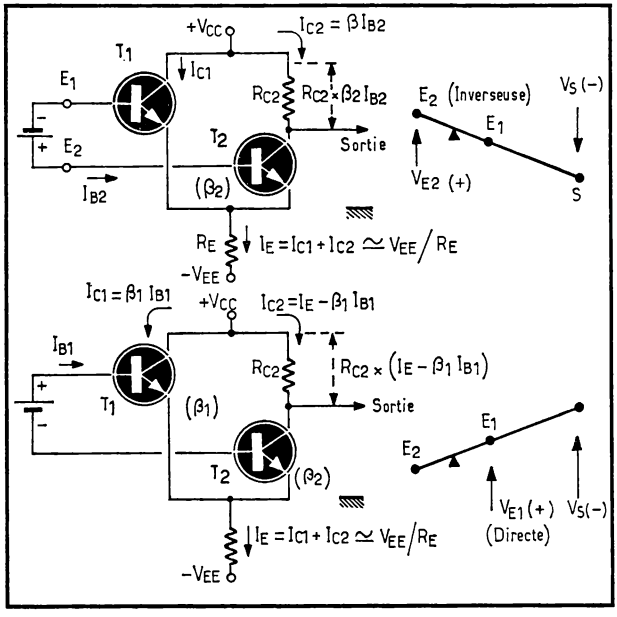


Fig. 2-2. — Le fonctionnement d'un étage à entrée différentielle peut être comparé à celui d'une balançoire.

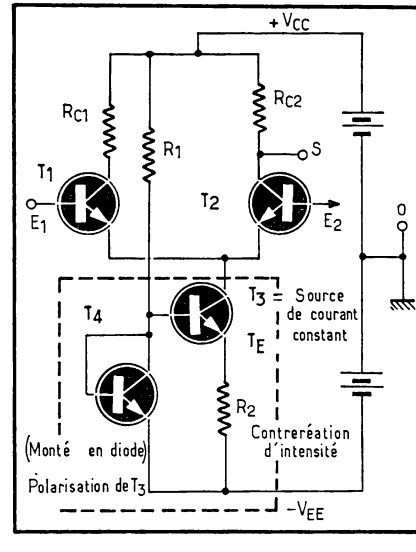


Fig. 2-3. — Dans un étage différentiel on préfère remplacer la résistance commune d'émetteurs par une source à courant constant.

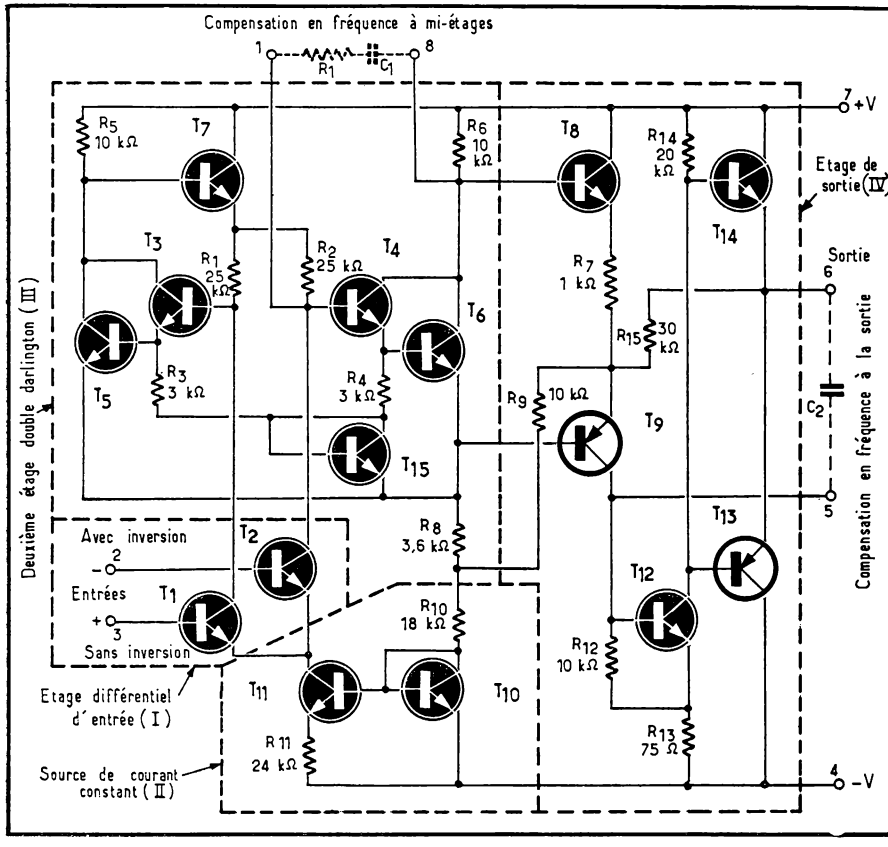


Fig. 2-4. — Schéma de principe du bon vieux 709.

transistor tenant le rôle de diode (fig. 2-3). Dans certains amplificateurs opérationnels particulièrement soignés, afin d'améliorer les caractéristiques (rejection du mode commun, slew rate, dérive, etc.) la source à courant constant — véritable régulateur de courant à haute stabilité — fait appel à des montages beaucoup plus complexes mettant en œuvre un nombre de transistors — bipolaires et à effet de champ — qui peut être important (voir par exemple un peu plus loin les schémas du LM 101 et de RM 3141.)

Décorticons un schéma classique.

Le bon vieux 709 qui a fait ses preuves, puisque diffusé à plusieurs millions d'exemplaires par pratiquement tous les constructeurs qui l'ont mis à leur catalogue, n'est vraisemblablement pas près d'être démodé. Nous le rencontrerons souvent au cours de cet ouvrage, aussi est-ce lui que nous prendrons pour exemple. Son schéma est reproduit à la figure 2-4.

Nous y trouvons l'étage différentiel d'entrée (cartouche marqué I) avec la source à courant constant (II) constituée par les transistors T_{11} et T_{10} (celui-ci étant monté en diode pour fixer le potentiel de base de T_{11}). Le second étage de l'amplificateur (III) est constitué par un double Darlington quelque peu modifié, pour en améliorer la stabilité en température, par adjonction des résistances R_3, R_4 et du transistor T_{15}. Nous notons au passage le dispositif assez particulier adopté pour la polarisation des transistors T_3 et T_4 qui sont alimentés, à travers T_7, à partir de la tension de collecteur de T_5 (en fait, on peut considérer les associations des transistors T_3 et T_5 d'une part, et T_4 et T_6 d'autre part, comme de simples transistors à grand gain).

L'étage de sortie (IV) n'est rien d'autre qu'un étage push-pull à symétrie complémentaire dont le principe est bien connu. Nous ne manquons pas de remarquer la présence des sorties pour le branchement des réseaux extérieurs de compensation en fréquence auxquelles il a été fait allusion au chapitre 1.

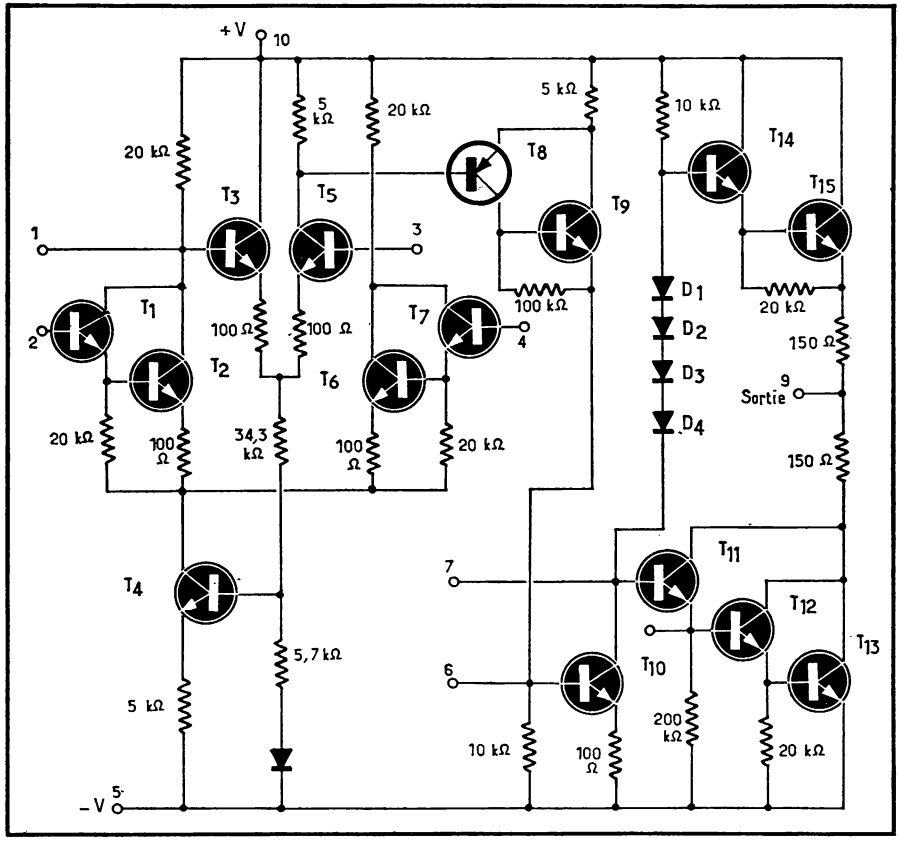


Fig. 2-5. — L'amplificateur opérationnel 801 (Amelco) est équipé d'un étage d'entrée mettant en œuvre des Darlington.

Augmentation de l'impédance d'entrée.

Dans la grande majorité des cas d'utilisations, il est important que l'impédance d'entrée en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel soit la plus grande possible (meilleure stabilité du fonctionnement en boucle fermée, diminution de l'erreur introduite dans le calcul du gain par la mise en parallèle de cette impédance d'entrée avec celles du réseau de contreréaction, etc.). Aussi s'est-on ingénié à trouver des dispositifs capables d'améliorer ce paramètre. Les solution adoptées ont parfois eu pour avantage supplémentaire d'améliorer, au passage, d'autres paramètres comme le décalage du courant ou de la tension d'entrée, la vitesse du balayage (slew rate) ou même la bande passante ; nous le signalerons en passant.

La première solution envisagée pour augmenter l'impédance d'entrée a été le remplacement des transistors d'entrée par des Darlington tel dans le 801 *(Amelco)* (fig. 2-5). L'augmentation de la résistance d'entrée n'est pas spectaculaire et se paie par une diminution des performances du côté de la tension de décalage d'entrée et de sa dérive.

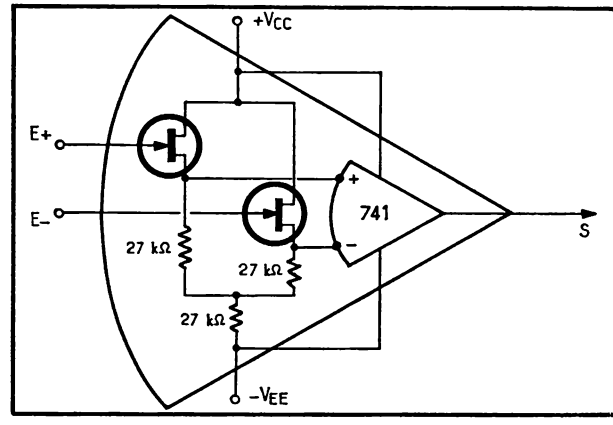


Fig. 2-6. — Le 2741 (Amelco) est constitué par l'association d'un 741 classique et d'un étage d'entrée à transistors à effet de champ.

Un gain notablement plus important sur la résistance d'entrée est réalisé en faisant précéder un amplificateur opérationnel classique par un étage différentiel équipé de transistors à effet de champ. C'est le cas du 2741 constitué par un amplificateur opérationnel conventionnel (741) précédé par une paire de T.E.C. suivant le schéma de la figure 2-6.

Dans certains montages plus élaborés les transistors à effet de champ intégrés sur le même substrat que le reste de l'amplificateur commandent des charges actives constituées par des transistors bipolaires fonctionnant à courant constant. C'est le cas du schéma de principe simplifié de la figure 2-7.

Le principal inconvénient présenté par l'emploi de transistors à effet de champ dans l'étage d'entrée consiste en l'augmentation du

courant de fuite de jonction avec la température ; ce courant doublant, comme celui de n'importe quelle jonction p - n au silicium polarisée en inverse, tous les 10°C. Autre inconvénient, d'ordre technologique, la difficulté de réaliser en grande série des paires de T.E.C. parfai-

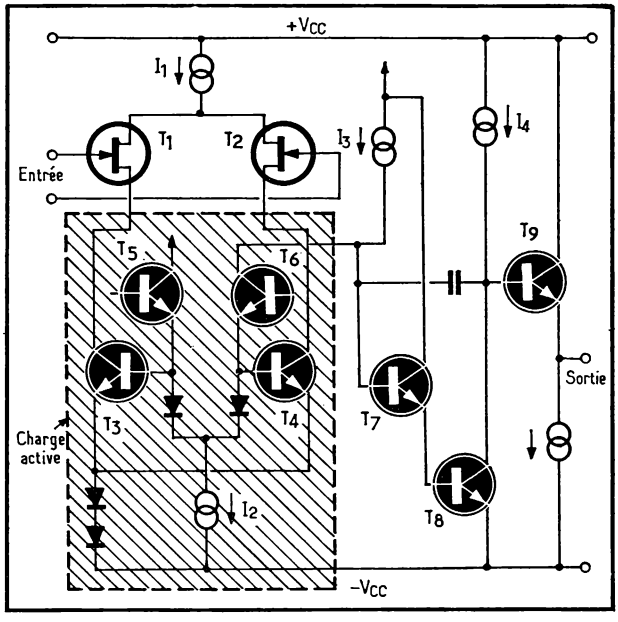


Fig. 2-7. — Dans cet étage d'entrée les T.E.C. sont chargés par des transistors bipolaires fonctionnant à courant constant.

tement symétriques. Aussi s'est-on orienté vers d'autres solutions tel, par exemple le recours à un montage particulier comme le LM 101 (fig. 2-8 *a*) dans lequel les transistors d'entrée T_1 et T_2 fonctionnent en collecteur commun avec pour charge d'émetteur les transistors T_3 et T_4, montés en base commune, et dont les bases sont alimentées à courant constant au moyen d'une source à grande stabilité constituée par les transistors T_{18} à T_{22} dont le fonctionnement s'explique plus aisément en se reportant au schéma simplifié de la figure 2-8 *b*. Le courant de collecteur du transistor T_{21}, qui fournit le courant de base aux transistors p - n - p T_3 et T_4 de l'étage d'entrée est défini par la résistance R_1 et la différence de tension émetteur base entre les transistors T_{19} - T_{20} et T_{21} - T_{22}. Cette différence de tension est donnée par la relation :

$$\Delta V_{BE} = \frac{K.T}{q} \cdot \log_e \frac{I_{C19} \cdot I_{C20}}{I_{C21} \cdot I_{C22}}$$

pour $V_{BE20} \simeq V_{BE21} + \Delta V_{BE}$

ce qui se réduit à

$$\Delta V_{BE} = \frac{K.T}{q} \cdot \log_e \frac{R_2 \cdot I_{C20}}{R_3 \cdot I_{C21}}$$

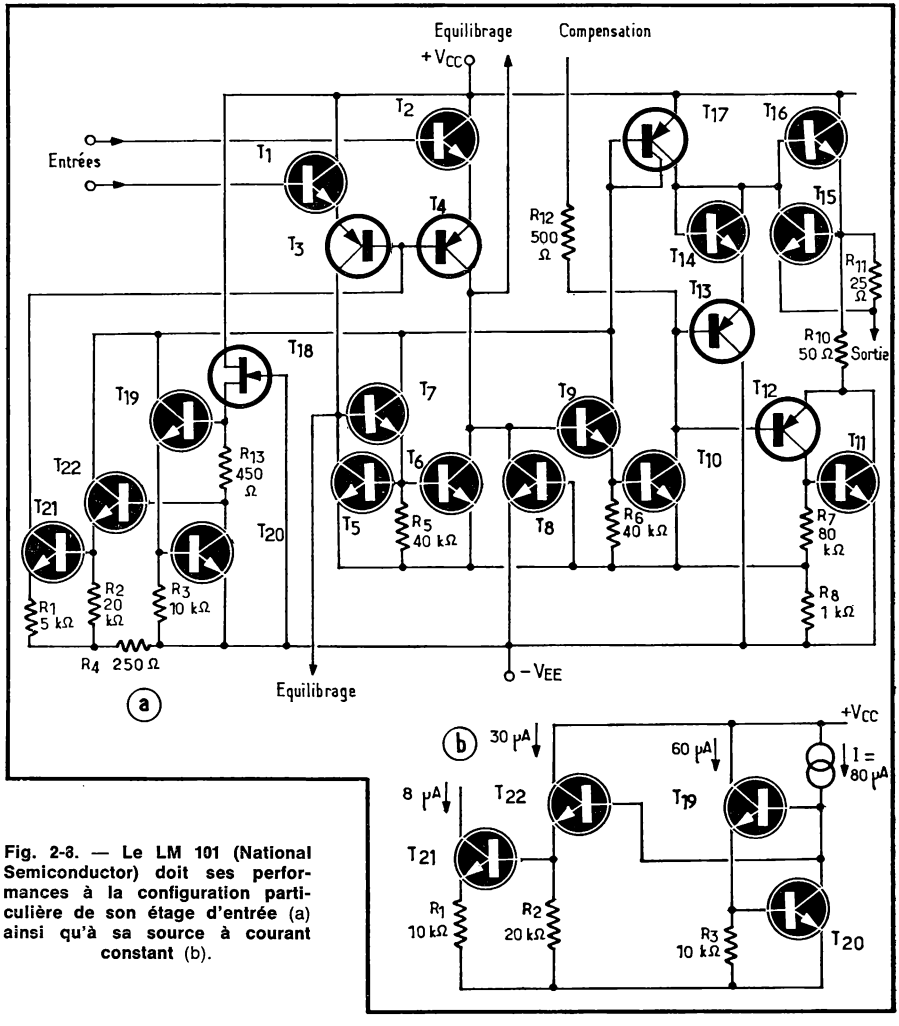


Fig. 2-8. — Le LM 101 (National Semiconductor) doit ses performances à la configuration particulière de son étage d'entrée (a) **ainsi qu'à sa source à courant constant** (b).

suffisamment élevé, si bien que le collecteur de T_{21} varie comme ΔV_{BE}. Ce courant varie comme la température absolue avec un coefficient de 0,3 %/°C. Cette variation est « dans le bon sens » pour coopérer à la compensation des variations du gain des transistors d'entrée T_1 et T_2 avec la température, toutefois cette compensation est insuffisante. C'est par le choix des caractéristiques des autres composants du montage et en particulier du transistor à effet de champ T_{18} et de la résistance R_{13} qu'une meilleure compensation est obtenue.

Les courbes de la figure 2-9 en disent plus long qu'un discours sur les avantages de ce dispositif par rapport au classique 709 :

— Courant de polarisation d'entrée divisé par 6.

— Courant de décalage d'entrée divisé par 30.

Quant à la dérive sur la tension de décalage d'entrée en fonction de la température, si elle est légèrement supérieure à celle du 709, elle est nettement plus faible que celle d'un montage équipé de F.E.T. dans l'étage d'entrée (50 μV/°C).

Dans le microcircuit RM 3141 *(Raytheon)* un étage d'entrée du même style que celui du LM 101 est employé mais une nouvelle amélioration est obtenue grâce à une source à courant constant à très haut pouvoir de régulation. C'est en particulier aux caractéristiques de cette source de courant que le RM 3141 doit sa stabilité remarquable en fonction, tant de la température, que des tensions d'alimentation, qui, peuvent varier entre ± 3 et ± 20 V sans modification notable du gain en boucle ouverte.

Cette source de courant, encadrée sur le schéma de la figure 2-10, fait appel à un montage déjà assez ancien, dérivé de celui de la figure 2-11 dans lequel le courant de référence I_1 est supérieur au courant de sortie I_2. Le courant d'émetteur de T_2 est fourni à travers la diode D_1 et la chute de tension aux bornes de cette diode polarise la base de T_1 dont elle stabilise le courant de collecteur; on peut écrire l'expression du courant I_2 :

$$I_2 = I_1 + (2\,I_{B1} - 2\,I_{B2}) = \frac{I_1 + 2\,I_{B2}}{1 + (2/\beta_2)}$$

L'équilibrage dynamique entre les courants I_1 et I_2 ainsi obtenu est meilleur que 0,05 %.

Ce montage a été notablement amélioré grâce à quelques perfectionnements, en particulier, le transistor T_{13} est constitué par

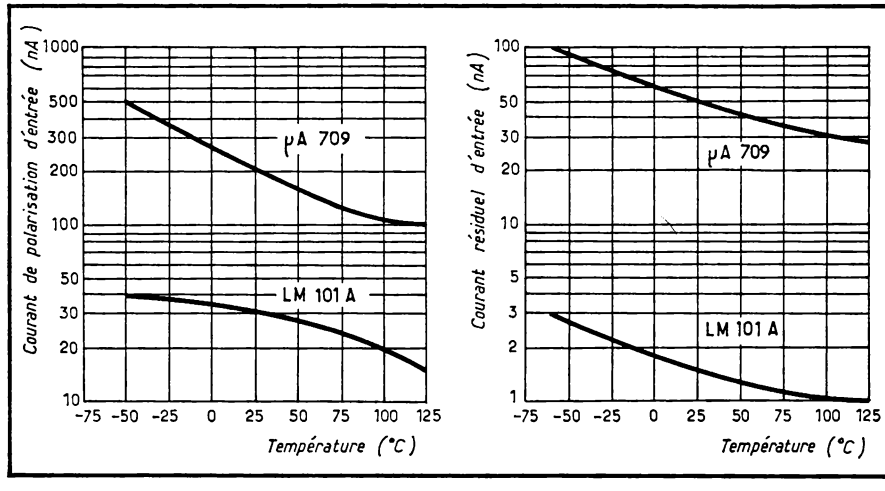


Fig. 2-9. — Caractéristiques comparées du LM 101 et du 709, en (a) courbes du courant de polarisation d'entrée en fonction de la température et en (b) du courant de décalage (résiduel) également en fonction de la température.

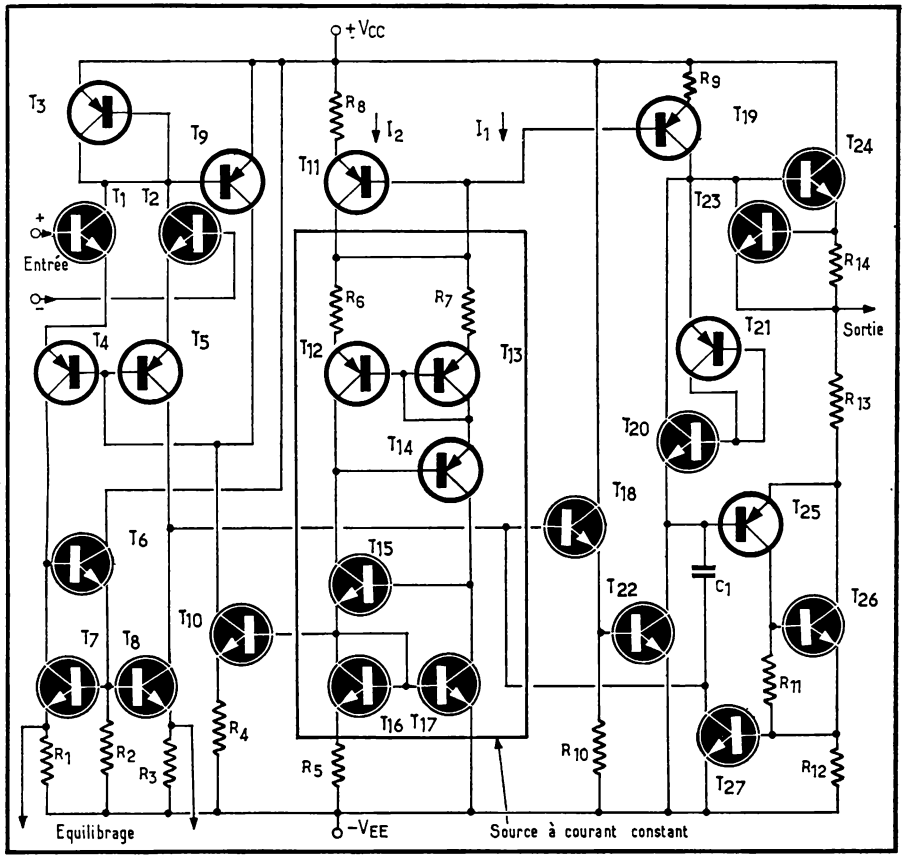


Fig. 2-10. — Schéma de principe de l'amplificateur opérationnel RM 3141 (Raytheon).

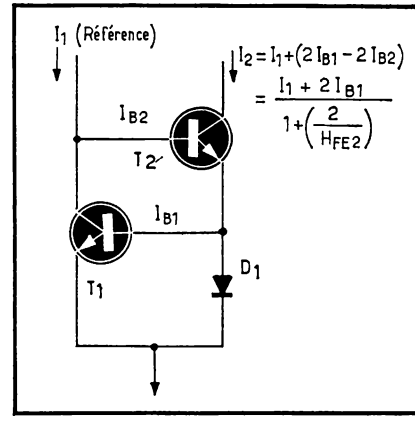


Fig. 2-11. — C'est à partir de ce schéma de base qu'est réalisée la source de courant du RM 3141.

l'association en parallèle de quatre transistors qui contribuent chacun à la fourniture du courant demandé en fonction de l'action du régulateur. Cette variation de courant entraîne une variation concomitante de la tension entre les collecteurs des transistors T_{16} et T_{17} à raison de 18 mV par octave de courant. D'autre part l'adjonction des transistors T_{14} et T_{15}, dont le gain multiplie d'autant l'impédance dynamique de la source de courant, est cause de son haut pouvoir de stabilisation puisque le courant qu'elle fournit ne varie pas plus de 10 % lorsque les tensions d'alimentation varient entre 2 et 50 V !

L'amélioration des caractéristiques de l'amplificateur se fait sentir à différents niveaux. En plus de l'augmentation de l'impédance d'entrée et de la diminution du courant de décalage ainsi que de la dérive, ce sont également le gain en boucle ouverte, la bande passante, le slew rate et la rejection en mode commun qui bénéficient de ces perfectionnements.

Les circuits intégrés permettent la réalisation de composants dont ne bénéficient pas les montages à composants discrets. L'augmentation de l'impédance d'entrée des amplificateurs opérationnels intégrés a pu en particulier être obtenue grâce à la mise en œuvre dans les étages d'entrée de transistors dits « à super-gain » ou « à super-β ».

Alors que le gain des transistors « normaux » intégrés se situe en général entre 100 et 400, par une augmentation de la durée de diffusion des jonctions d'émetteurs au cours de la fabrication des C.I. on parvient à réaliser des transistors dont le β atteint 4000. Ces transistors présentent toutefois le grave défaut de ne supporer qu'une très faible tension collecteur-base leur jonction de collecteur claquant

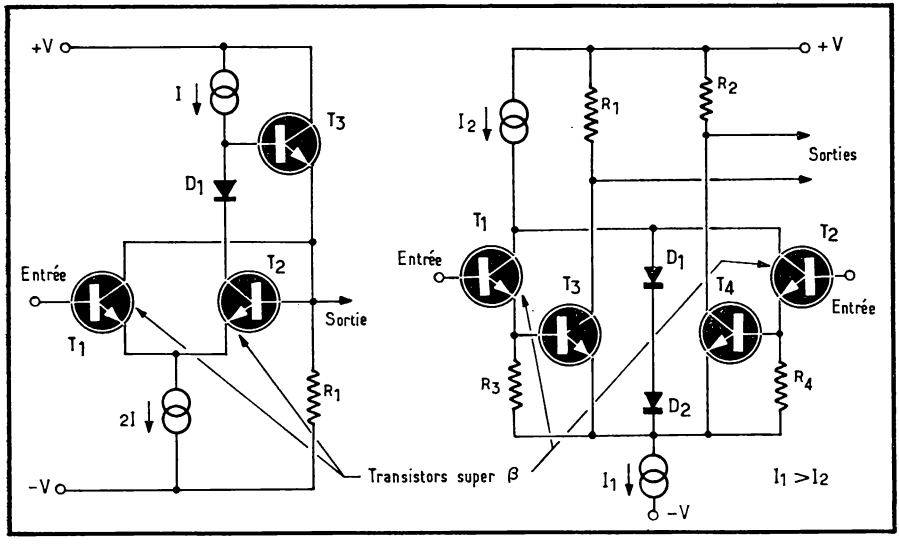


Fig. 2-12. — Les transistors à super gain nécessitent l'emploi d'un montage particulier dans lequel ces transistors (T_1 et T_2) ne voient qu'une très faible tension à leurs bornes (a) ; **en** (b) **version différentielle de ce montage.**

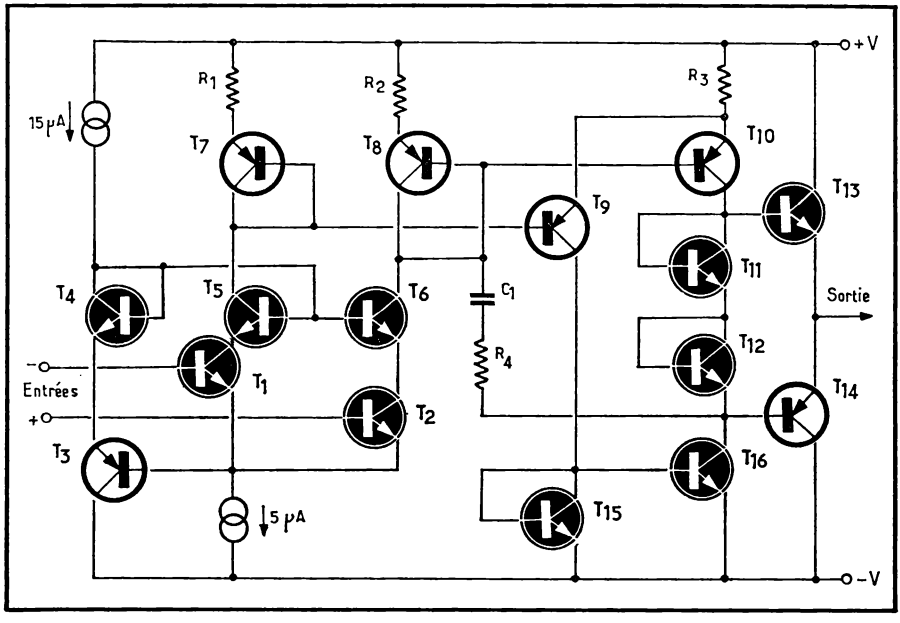


Fig. 2-13. — Schéma de principe d'un amplificateur opérationnel à transistors super gain.

couramment pour des V_{CB} de l'ordre de 4 Volts. Il faut donc trouver le moyen de les utiliser avec une tension très faible. C'est à un montage dont la figure 2-12 *a* donne le schéma de principe qu'il est fait appel. La figure 2-12 *b* en donne une version à entrée différentielle. Les transistors à super-gain T_1 et T_2 fonctionnent avec une tension collecteur-base presque nulle et seul le transistor « normal » T_3 voit à ses bornes une tension importante. C'est à ce dispositif que le LM 108 (N.S.C.) dont la figure 2-13 donne un schéma de principe, doit ses principales caractéristiques. Nous en donnons un exemple ci-après pour le plus mauvais cas possible :

— Courant de polarisation d'entrée ..... 3 nA
— Courant de décalage d'entrée ..... 0,4 nA
— Tension de décalage d'entrée ..... 1 mV
— Dérive de la tension de décalage d'entrée en fonction de la température ..... 2 µV/°C

Les courbes de la figure 2-14 illustrent bien ces résultats.

Diminution du courant et de la tension de décalage d'entrée et de leur dérive.

Un amplificateur pour courant alternatif étant beaucoup moins influencé par la température et les variations de la tension d'alimentation et présentant des tension et courant de décalage pratiquement

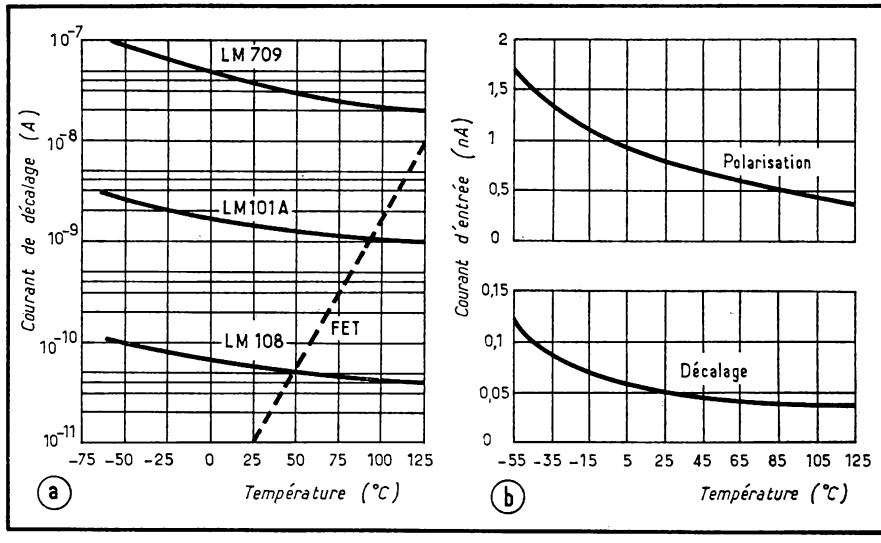


Fig. 2-14. — Les courants de polarisation et de décalage d'entrée des amplificateurs à transistors à super gain (LM 108) sont particulièrement faibles (b). **En** (a) **comparaison avec le 709 et le LM 101.**

nuls, il y a longtemps qu'il était venu à l'esprit, pour la réalisation d'amplificateurs à courant continu à très grand gain, de moduler, en le découpant au moyen d'un dispositif nommé « chopper » (de l'anglais *to chop* : hacher menu) le signal d'entrée afin de pouvoir l'amplifier au moyen d'un amplificateur classique pour tensions alternatives. Le signal périodique ainsi amplifié est ensuite démodulé et filtré pour lui restituer son allure primitive (fig. 2-15).

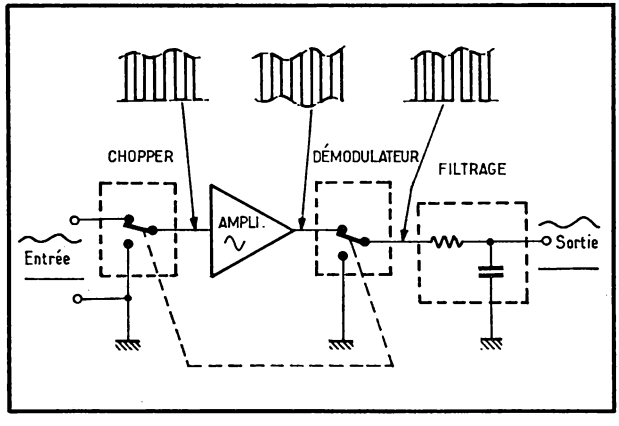


Fig. 2-15. — Schéma de principe d'un amplificateur à chopper.

Dans les amplificateurs opérationnels, ce système est mis à profit dans deux types de montages : les amplificateurs à découpage par varactors et les amplificateurs stabilisés par choppers.

Etudions d'abord l'amplificateur à entrée par varactor dont la figure 2-16 donne le schéma de principe. La tension d'entrée est appliquée à une paire de diodes à capacité variable (varactors) montées dans un pont ; l'autre branche du pont est constituée par le secondaire d'un transformateur alimenté en tension rectangulaire de fréquence 1 MHz. En l'absence de tension d'entrée, le pont est équilibré et aucune tension alternative n'est recueillie dans la branche médiane du pont.

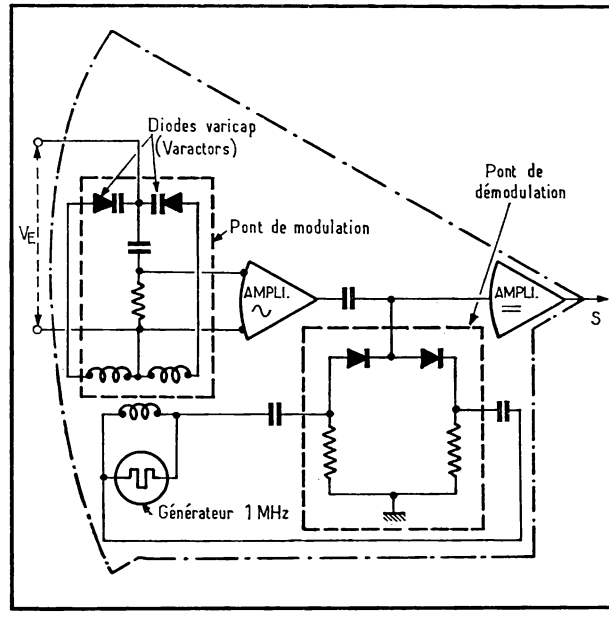


Fig. 2-16. — Dans un amplificateur à entrée par varactors, le découpage de la tension d'entrée est confié à des diodes à capacité variable (varactors).

Une tension continue appliquée à l'entrée déséquilibre le pont de telle manière que sa branche médiane est le siège d'un signal à 1 MHz proportionnel à la tension d'entrée, signal qui est amplifié par un amplificateur pour courant alternatif à faible gain, puis redressé avant d'être de nouveau amplifiée au moyen d'un amplificateur opérationnel de type classique. Ce type d'amplificateur est particulièrement recommandé en électrométrie, comme amplificateur de charges ou comme intégrateur ; on peut d'une certaine manière, l'assimiler aux amplificateurs à chopper.

Le siège principal de la tension de décalage dans un amplificateur est l'étage d'entrée. C'est cette constatation qui a conduit à réaliser les amplificateurs stabilisés par chopper (fig. 2-17). Dans ces montages, les signaux continus ou à variations lentes sont découpés au moyen d'un chopper pour être amplifiés séparément au moyen d'un préamplificateur pour tensions alternatives ; ils sont ensuite démodulés avant d'être appliqués à l'amplificateur principal dont la courbe de réponse favorise, par construction, les fréquences les plus élevées qui peuvent ainsi lui être appliquées séparément à travers un conden-

sateur. Le gain en continu, et pour les fréquences basses, est donc égal au produit du gain du préamplificateur à chopper par celui de l'amplificateur principal dont le gain aux fréquences élevées est aussi égal à ce produit ; la résultante est alors une bande passante tout à fait comparable à celle d'un amplificateur classique, mais, du fait du gain relativement faible de l'amplificateur principal en continu, la tension

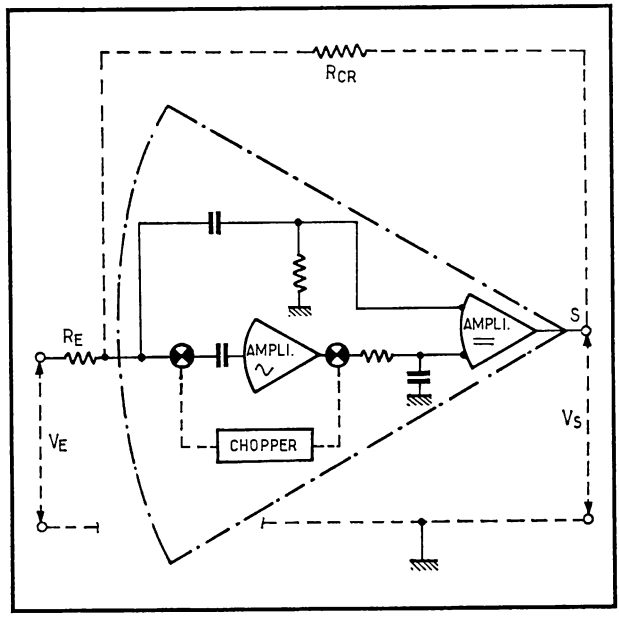


Fig. 2-17. — Un amplificateur stabilisé par chopper est en fait constitué par l'association d'un amplificateur opérationnel classique et d'un amplificateur à chopper.

de décalage s'en trouve diminuée d'autant. C'est ainsi que des tensions et des courants de décalage de cinq à trente fois plus faibles peuvent être obtenues avec des gains en boucle ouverte pouvant atteindre 160 dB (10^8). Les amplificateurs à choppers, qui font appel à un oscillateur interne et à un dispositif électronique ou opto-électronique de découpage ne peuvent, dans l'état actuel de la technique, être réalisés qu'en version à composants discrets.

Amplificateurs à substrat stabilisé en température.

C'est, nous le savons, au niveau de l'étage d'entrée que se fait le plus sentir l'influence de la température. Aussi est-il venu à l'idée de réaliser des circuits intégrés comportant deux transistors, aussi bien appariés que possible (lesquels seront utilisés pour constituer l'étage d'entrée d'un amplificateur — C.I. ou à composants discrets) intégrés sur le même substrat qu'un dispositif électronique de régulation de température qui maintiendra ledit substrat à une température constante, ajustable par l'utilisateur en fonction des conditions

climatiques de fonctionnement requises pour l'amplificateur opérationnel.

Le circuit intégré μA 726 (Fairchild) dont la figure 2-18 donne le schéma nous fournit un exemple de ce dispositif. Nous y voyons les deux transistors « actifs » T_1 et T_2 ainsi que le régulateur de température qui met en œuvre les transistors T_3 à T_8. Le capteur de tem-

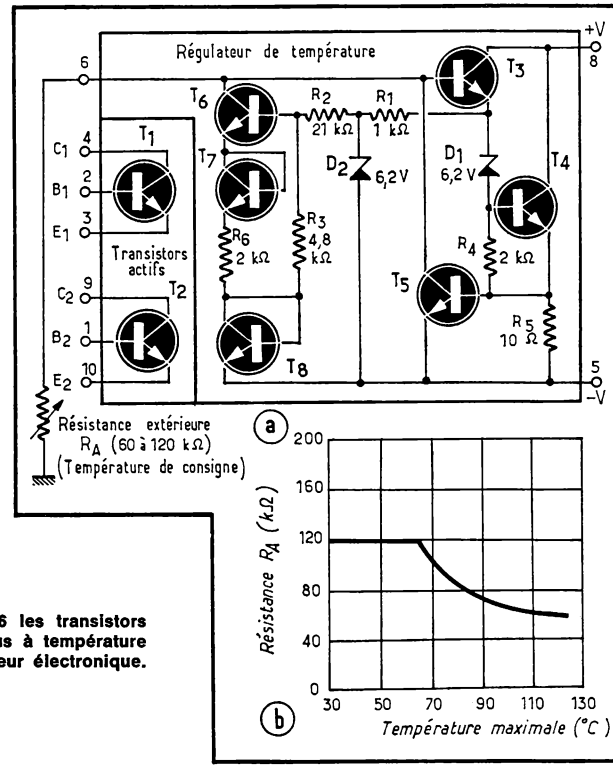


Fig. 2-18. — Dans le μA 726 les transistors actifs T_1 et T_2 sont maintenus à température constante grâce à un régulateur électronique.

pérature est constitué par les transistors T_6 et T_7 dont la tension émetteur-base V_{BE} varie de 2 mV/°C. Ces variations sont comparées à une tension — celle qui se trouve aux bornes de la résistance R_3 — maintenue constante grâce à la diode de Zener D_2. Les variations du courant de collecteur de T_6 qui résultent de cette comparaison entraînent une variation correspondante aux bornes de la résistance R_A — extérieure au C.I. — et dont la valeur détermine la température de consigne du substrat selon la courbe de la figure 2-18 *b*. Cette tension est transmise par l'étage à collecteur commun T_3, et après décalage au moyen de la diode de Zener D_1, à la base du transistor « de puissance » T_4 dont la dissipation assure le chauffage du substrat. Si cette température a tendance à croître la tension appliquée à la base de T_4 diminue et par conséquent son courant de collecteur, d'où diminution de la dissipation de ce transistor. Dans le cas inverse — tendance à une baisse de température du substrat — la tension

TABLEAU COMPARATIF DES CARACTÉRISTIQUES DES PRINCIPAUX TYPES D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

(D'après un document Fairchild Control)

Caractéristiques	Différentiel à usage courant	Stabilisé par chopper	A entrée par T.E.C.	Circuit intégré
Gain en tension cc, boucle ouverte :	10^4-10^5	10^6-10^8	10^4-10^5	10^3-10^5
Produit Gain. Largeur de bande :	0,4-10 MHz	0,3-10 MHz	1-30 MHz	1-30 MHz
Perte de coupure :	6 dB/oct.	6 dB/oct.	6 dB/oct.	—
Vitesse limite de balayage :	0,1-3 V/µs	0,6-50 V/µs	0,6-20 V/µs	0,1-30 V/µs
Décalage initial d'entrée :				
Tension :	0,3-1 mV	10-200 µV	1,5 mV	0,5 mV
Courant :	1,5-500 nA	10-2000 pA	1-50 pA	0,02-500 nA
Dérive en fonction de la température :				
Tension :	5-100 µV/°C	0,5-10 µV/°C	5-100 µV/°C	0-50 µV/°C
Courant :	0,2-5 nA/°C	0,5-20 pA/°C	20-100 pA/°C	0,1-5 nA/°C
Dérive en fonction du temps :				
Tension :	10-100 µV/jour	1 µV/semaine - 50 µV/jour	5-100 µV/jour	—
Courant :	—	1 pA/semaine - 50 pA/jour	—	—
Souffle d'entrée :				
0,1 - 1,0 Hz :	—	5-10 µV c.à.c	—	—
Large bande :	1-20 µV eff.	10-150 µV eff.	2-30 µV eff.	—
Impédance d'entrée en boucle ouverte :				
Différentielle :	100-500 kΩ	0,5-1 MΩ	10^{10}-10^{12} Ω	10^4 à 10^{12} Ω
En mode commun :	10-500 MΩ	—	10^{10}-10^{12} Ω	—
Tension d'entrée (maximum) :				
Différentielle :	5-15 V	—	—	1-30 V
En mode commun :	3-20 V	—	8-11 V	1-30 V
Réjection en mode commun :	50-100 dB	—	60-74 dB	60-100 dB
Tension de sortie :	10-20 V	10-150 V	10-11 V	0,75-30 V
Courant de sortie :	1-20 mA	2-100 MA	2-20 mA	1-100 mA
Charge capacitive :	0,0005-10 µF	0,0005-0,02 µF	—	—
Impédance de sortie en boucle ouverte :	30-5000 Ω	10-1000 Ω	100-1000 Ω	10 à 1000 Ω

appliquée à la base de T_4 augmente entraînant une augmentation du courant collecteur et par conséquent de la dissipation qui réchauffe l'ensemble. Le rôle du transistor T_5 est de limiter le courant de démarrage à une soixantaine de milliampères.

Etant donnée la faible dimension du dispositif, la constante de temps thermique est très faible et pratiquement, la température de régime est atteinte en une seconde environ.

Mode de réalisation des amplificateurs opérationnels.

On trouve les amplificateurs opérationnels réalisés selon diverses techniques. La plus répandue est l'intégration monolithique, qui convient à la réalisation d'amplificateurs à usages multiples dont le faible encombrement et le prix de revient incroyablement bas, compte tenu des performances obtenues, permet de considérer ces dispositifs non plus comme des sous-ensembles mais comme des composants.

Les qualités des amplificateurs obtenus par intégration monolithique sont cependant assez limitées du fait des caractéristiques propres aux éléments réalisés par ce mode de fabrication. En particulier les capacités parasites inévitables dans cette technologie limitent singulièrement la bande passante. De plus les jonctions polarisées en inverse qui servent à isoler les éléments les uns des autres sont des sources inévitables de bruit. C'est pourquoi les amplificateurs opérationnels de haute qualité : à grand gain, à très large bande, à très faible dérive, etc., sont réalisés selon d'autres technologies, circuits intégrés à couches minces, à couche épaisse, hybrides, ou même circuits à composants discrets.

Tous ces dispositifs sont livrés sous boîtier moulé en résine synthétique à charge minérale pour faciliter les échanges thermiques.

COMPARAISON DES DIVERS TYPES D'AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS.

Pour clore ce chapitre nous résumons dans le tableau ci-contre les principales caractéristiques des différents types d'amplificateurs opérationnels.

Bibliographie

Amplificateurs OP - Première partie. — R. Dugéhault. Electronique Professionnelle. Mai et juin 1970.

Amplificateurs opérationnels monolithiques présentant un très faible courant d'entrée. — D'après R.J. Widlar. Note d'application Sescosem N° 56 LA 098.

New Developments in Monolithic Op Amps. — Robert-C. Dobkin. Electronic World. Juillet 1970.

Les amplificateurs continus. — J.-M. Escane (op. cit.).

Les amplificateurs opérationnels à circuits intégrés. — M. GRABOWSKI (op. cit).

New High — Speed Operational Amplifier. E.S. NARAYANAMURTHY. I.E.E.E. Journal of Solid. State Circuits. Avril 1971.

Raise Amplifier Input Impedance. — David E. SMEAD. Electronic Design. 29 décembre 1966.

IC Op Amp, Getting It All Together. — Thomas P. RIGOLI. E.D.N. Mai 1971.

IC Op Amps Equal Discretes. — Note d'application National Semiconductors TP - 9 (distribué en France par Générim, Paris).

Monolithic Op Amp With Simplified Frequency Compensation. — E.E.E. Juillet 1967.

Another Entrant in Op Amp Sweepstake. — Electronics, 28 avril 1968.

Amplificateurs opérationnels à FET. — G. ALON. Toute l'Electronique. Décembre 1970.

Fast Slewing Monolithic Operational Amplifier. — William E. HEARN. I.E.E.E. Journal of Solid State Circuits. Vol. SC 6 N° 1. Février 1971.

Super Gain Transistors for I.C. — Note d'application National Semiconductor TP - 11 (diffusé en France par Générim).

Designing With Transistor Op Amp ICs. — Bob WIDLAR. E.E.E. Décembre 1969.

Les amplificateurs opérationnels par M.F. TOUTAIN de BUSSY. Publication Imex France. Paris 1970.

Les amplificateurs opérationnels : la mesure et l'utilisation de leurs paramètres par Ray STATA. Orbit (mars 1968).

Les circuits intégrés linéaires par H. LILEN. Editions Radio 1969.

Les microcircuits analogiques par A. BOBENRIETH. Toute l'électronique (novembre 1967).

Ainsi que les documentations et manuels techniques des firmes Analog Device, Burr Brown (Septa), Philbrick-Nexus (Tranchant Electronique), Tekelec Airtronic, La Radiotechnique R.T.C., Fairchild, Siemens, etc.

CHAPITRE 3

LE BRUIT

Les amplificateurs opérationnels, comme tout dispositif électronique ne sont pas exempts de quelques défauts, nous en avons déjà évoqué plusieurs. Dans les montages appelés à fonctionner à de faibles niveaux, le bruit engendré par ces éléments, si faible soit-il, peut s'avérer gênant. Où et comment ce bruit prend-il naissance ? Par quels procédés peut-on le limiter ? Telles sont les questions auxquelles nous allons tenter de répondre.

Définitions.

Les électroniciens étant les héritiers directs des anciens « radios » ils en ont conservé le vocabulaire et, en particulier, le mot « bruit » pour désigner les signaux parasites de tous ordres, qui viennent se superposer au signal utile, issu d'un montage électronique.

De là la notion de rapport signal/bruit qui est le rapport, exprimé en décibels, entre les tensions, courants ou puissances du signal utile au signal indésirable :

$$\text{Rapport } S/N = 20 \log (I_{utile}/I_{bruit}) = 20 \log (E_{utile}/E_{bruit}) \quad (1)$$
$$= 10 \log (P_{utile}/P_{bruit})$$

(1) Nous avons l'habitude d'utiliser les termes et abréviations français, de préférence à leurs équivalents anglais. Pourtant, afin d'éviter la confusion avec B pour « bande passante », qui se rencontrera au cours de ce chapitre, on nous verra utiliser l'abréviation N ou n (pour *noise* : bruit).

Les bruits capables d'affecter les amplificateurs opérationnels ont des origines diverses qui peuvent se répartir en deux grandes catégories : ceux d'origine externe et ceux qui prennent naissance dans le circuit même dont fait partie l'amplificateur.

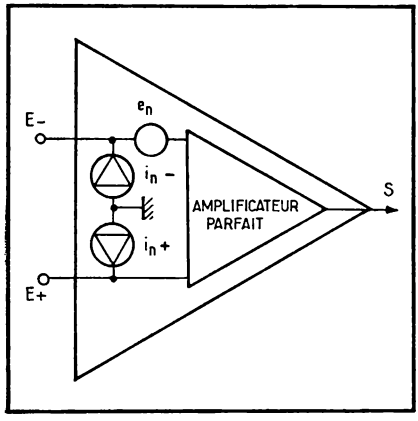


Fig. 3-1. — Du point de vue bruit, un amplificateur opérationnel peut être considéré comme un amplificateur parfait associé à une source de tension e_n et une source de courant i_n.

Du point de vue du bruit, un amplificateur opérationnel peut être considéré comme un amplificateur parfaitement exempt de bruit qui comporterait en série avec ses entrées un générateur de signal indésirable délivrant une tension e_n et, en parallèle, un ou des générateurs de courant fournissant respectivement des courants i_{n+} et i_{n-} pour figurer les sources de tension et de courant de bruit interne à l'amplificateur (fig. 3-1).

Pour avoir une idée plus complète de ce qui se passe lorsque l'amplificateur est en fonctionnement dans un montage, il nous faut nous référer à la figure 3-2 dans laquelle une source de tension de bruit externe de résistance propre R_x fournit en parallèle avec le générateur de signal utile une tension parasite e_x. En parallèle avec l'ensemble une source de courant indésirable débite un courant i_x. De plus en série avec l'entrée de l'amplificateur opérationnel nous retrouvons la source de tension de bruit interne e_n et en parallèle la source de courant de bruit interne i_e.

Sans entrer dans le détail du calcul, nous pouvons affirmer que la tension du signal recueilli à la sortie de l'amplificateur sera égale à (*) :

$$\vec{e_s} = -\vec{e_g}\frac{R_{CR}}{R_E} + \vec{e_x}\frac{R_{CR}}{R_x} + \vec{i_x}R_{CR} + \vec{i_n}R_{CR} + \vec{e_n}\left(\frac{R_{CR}}{R_E} + \frac{R_{CR}}{R_x}\right)$$

Formule dans laquelle e_s est la tension *instannée* de sortie et e_g celle délivrée par le générateur de signal utile (étage amont).

(*) Les petites flèches (→) indiquent que les tensions et courants instantanés se combinent vectoriellement.

La somme des termes :

$$\vec{e}_x\,(R_{CR}/R_x) + \vec{i}_x\,R_{CR}$$

représente la contribution au signal de sortie des bruits d'origine externe tandis que la somme :

$$\vec{i}_n\,R_{CR} + \vec{e}_n\left(\frac{R_{CR}}{R_E} + \frac{R_{CR}}{R_x}\right)$$

désigne la contribution des bruits d'origine interne.

Notre but dans les paragraphes qui suivent sera de définir la nature et l'origine de chacun de ces différents bruits.

Bruits d'origine externe.

Les connexions d'entrée et celles d'alimentation des amplificateurs peuvent y introduire des signaux parasites d'origines diverses :

— L'une des principales sources de bruit externe est le secteur à 50 Hz. Des couplages parasites (inductifs ou capacitifs) avec le réseau ou le transformateur d'alimentation sont capables d'introduire

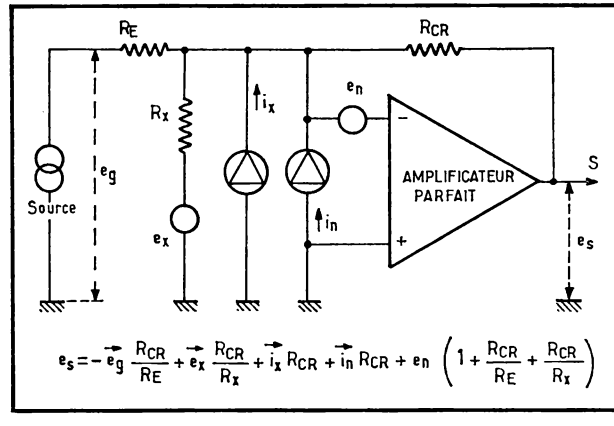


Fig. 3-2. — Schéma équivalent d'un amplificateur opérationnel en fonctionnement avec ses diverses sources de bruit.

dans le montage des tensions ou des courants parasites à 50, 100 et/ou 150 Hz, plus rarement sur les fréquences harmoniques supérieures. La tension résiduelle d'alimentation est également, si elle n'est pas *parfaitement filtrée* une des principales sources de signaux indésirables.

— La présence dans le voisinage du montage de relais, contacteurs ou autres dispositifs électromagnétiques constitue une cause importante de parasites, en particulier au moment de l'interruption du courant qui traverse leurs enroulements. Il en va de même pour les ouvertures et fermetures des contacts des relais et autres dispositifs de commutation.

— Lorsque le gain et la bande passante de l'ensemble sont suffisants les émissions de radiodiffusion ou de radiotélégraphie sur grandes ondes ou ondes moyennes peuvent être captées par les connexions d'entrée et constituer des signaux parasites importants.

— Les vibrations mécaniques du montage, en amenant les connexions à couper périodiquement des champs magnétiques assez intenses ou en introduisant entre ces connexions et des lignes portées à des potentiels élevés des variations des capacités parasites, sont susceptibles de provoquer la génération de tensions ou de courants parasites (1).

— Il en va de même pour la vibration des câbles coaxiaux d'amenée des informations d'entrée qui peuvent engendrer des bruits d'origine électrostatique.

— Des circuits imprimés de qualité médiocre sur lesquels seraient réalisés les montages, du fait des courants de fuite dont ils sont le siège, constituent également des sources de bruit.

— De plus, rappelons que les dérives des caractéristiques des amplificateurs (tension et courant de décalage, gain, etc.) en fonction des variations des tensions d'alimentation peuvent être considérées comme des bruits à ultra-basse fréquence.

Le tableau ci-contre récapitule les diverses causes de bruits externes, en évalue l'ordre de grandeur des amplitudes et contient quelques conseils pratiques pour leur élimination.

Bruits internes.

En dehors des dérives des courant et tension de décalage en fonction du temps ou sous l'influence de la température, lesquelles peuvent être considérées comme des bruits à ultra-basse fréquence, l'amplificateur opérationnel lui-même peut être le siège de différents types de bruits que nous allons définir succinctement ci-après :

LE BRUIT DE JOHNSON, situé dans une bande de fréquence comprise entre 1 et 100 kHz, dû à l'agitation thermique des électrons dans les parties résistives des composants, résulte du déplacement erratique des charges dans ces résistances aux bornes desquelles prend naissance une tension de bruit dont l'amplitude efficace est donnée par la formule :

$$E_{n\ (efficace)} = \sqrt{4kTBR}$$

dans laquelle on a :

k : constante de Boltzmann = 1,374 . 10^{-23} J/°K.

(1) Certains condensateurs à diélectrique céramique, utilisés en découplage, se comportent parfois, sous l'influence des vibrations, comme des transducteurs piézoélectriques, et engendrent des tensions parasites, au lieu de les éliminer.

TABLEAU DES PRINCIPALES SOURCES DE BRUIT D'ORIGINE EXTERNE ET DE LEURS REMÈDES

(d'après un document Analog Device)

Source et fréquence du bruit	Amplitude	Remèdes proposés
Secteur 50 Hz	0,1 μA	Blindages, circuits de masse bien étudiés, alimentation isolée, transformateur d'alimentation muni d'un écran.
Ronflement à 150 Hz	3 μV	Améliorer le filtrage, découplages.
Couplage magnétique avec le transformateur d'alimentation (150 Hz)	0,5 μV	Rechercher l'orientation optimale des composants.
Stations de radiodiffusion (100 kHz à quelques MHz)	1 mV	Blindage.
Relais (1 à 100 MHz)	1 mV	Filtrage et découplage des relais et de leurs contacts. Masses bien étudiées (attention aux boucles dans les circuits de masse). Blindage.
Vibrations du montage (10 à 100 Hz)	10 pA	Soigner particulièrement le montage mécanique. Eliminer du voisinage proche de l'amplificateur toute source de champ magnétique ou électrostatique intense. Note : $I = \frac{d(CV)}{dt} = C\frac{dV}{dt} + V\frac{dC}{dt}$
Vibration des cables coaxiaux	0,1 μA	Montage mécanique. Utiliser des câbles à faible bruit (diélectrique graphité pour éliminer la création de charges électrostatiques).
Circuits imprimés (0,01 à 10 Hz)	0,1 μA	Utiliser des circuits de qualité. Nettoyage soigné des circuits. Utiliser des isolants au téflon si nécessaire. Anneaux de garde.

T : température absolue en °K.

B : bande passante du montage en Hz.

R : résistance considérée en ohms.

A la température ambiante de 25°C (298°K) la tension de bruit due à l'effet Johnson peut être trouvée à partir de la formule approchée :

$$E_{n\ (efficace)} = 0{,}13\sqrt{BR} \simeq 1/8\ (\sqrt{BR})$$

en exprimant R en mégohms on obtient directement E_n en microvolts ou le courant de bruit en picoampères en appliquant la formule

$$I_{n\ (efficace)} = 0{,}13\ \sqrt{B/R} \simeq 1/8\ (\sqrt{B/R})$$

En général, le bruit Johnson qui prend naissance à l'intérieur même de l'amplificateur peut être négligé devant les autres sources de bruit mais il n'en va pas de même pour celui engendré dans les résistances, de valeur parfois élevée, qui se rencontrent dans la boucle de contreréaction ou les circuits annexes (circuits de compensation du courant de décalage par exemple). On devra donc veiller à utiliser des composants de qualité, en particulier, les résistances de valeur élevée seront avec profit du type à couche métallique. Les résistances au carbone aggloméré seront à proscrire dans la généralité des cas comme « trop bruyantes ».

LE BRUIT SCHOTTKY, qui affecte, comme le bruit Johnson une importante bande de fréquence (1 à 100 kHz) est causé par la création et la recombinaison des paires électron-trou au niveau des jonctions des semiconducteurs. Il est proportionnel à la racine carrée du produit bande passante - courant dans la jonction ; son expression est la suivante :

$$I_n = 5{,}7\ .\ 10^{-4}\ \sqrt{IB}$$

I_n : courant de bruit Schottky en picoampère.
I : courant dans la jonction en pA.
B : bande passante en Hz.

LE BRUIT DE FLICKER, également nommé bruit 1/f dont l'amplitude décroît avec la fréquence avec une pente régulière de 3 dB/octave se situe dans une étroite bande de fréquences comprise entre 0,1 et 10 Hz. On suppose que son origine réside dans les défauts

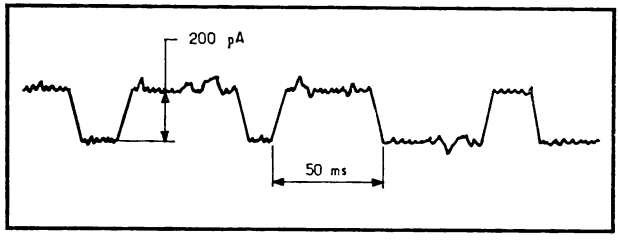


Fig. 3-3. — Le bruit de « pop corn » se caractérise par des impulsions de bruit à caractère erratique.

de surface de certains transistors, plus particulièrement ceux des circuits intégrés. Les résistances au carbone aggloméré utilisées dans les circuits annexes peuvent également être cause de flicker (encore une bonne raison pour les proscrire).

LE BRUIT DIT DE « POP CORN » parce qu'il affecte l'allure d'impulsions de bruit de quelques millisecondes à quelques dizaines de millisecondes (fig. 3-3) qui font penser au bruit qu'émet le maïs que l'on fait éclater pour faire le pop corn, a pour cause des variations erratiques du β des transistors entre deux valeurs fixes. Il a été remarqué que certaines fabrications étaient plus spécialement affectées par le « pop corn » : en particulier, à une certaine époque les circuits intégrés Fairchild et National Semiconductor étaient assez sujets au « pop corn » alors que ceux de Motorola, Amelco et Philbrick-Nexus en étaient pratiquement exempts (*).

LE BRUIT DE COMMUTATION qui se situe le plus souvent dans la gamme de 10 à 1 000 Hz peut se rencontrer dans les amplificateurs à chopper ou stabilisés par chopper. Il est constitué par une résiduelle du signal de commutation du chopper insuffisamment filtré.

Spectre de bruit.

De ce qui vient d'être dit il résulte que les tensions et courants de bruit dans un amplificateur opérationnel ne sont pas uniformément répartis sur toute la bande passante de l'amplificateur. C'est pour cette raison que l'on nous verra dans les paragraphes qui suivent préciser souvent « dans une bande passante donnée ». Nous n'entrerons pas ici dans les détails de la contribution des différents éléments de l'amplificateur à la répartition spectrale du bruit auquel il donne naissance. Ce bruit peut être divisé en deux grandes catégories :

— *LE BRUIT « BLANC » (WHITE NOISE)* dont l'amplitude *moyenne* est constante sur toute l'étendue de la bande passante : le bruit Johnson et le bruit Schottky sont à classer dans cette catégorie.

— *LE BRUIT « ROSE » (PINK NOISE)* dont l'amplitude moyenne décroît d'une manière régulière en fonction de la fréquence selon une loi :

$$e_n = k\sqrt{1/f}$$

c'est-à-dire avec une pente de décroissance de 3 dB/octave. Le bruit de flicker est un bruit rose typique.

Nous ne nous étendrons pas davantage sur ce sujet, nous bornant à reproduire à la figure 3-4 les spectres de bruit des quatre principaux types d'amplificateurs opérationnels, ce qui nous permettra ultérieurement de discuter leurs mérites réciproques du point de vue du bruit.

(*) D'après Bob Pease dans un document Philbrick Nexus cité en référence bibliographique.

Bruit ramené à l'entrée.

Réalisons le montage de la figure 3-5 dans lequel nous supposons tension et courant de décalage soigneusement compensés. Aucun générateur n'attaquant l'amplificateur dont la résistance d'entrée R_E est ramenée à la masse, si l'amplificateur était parfait, nous ne devrions recueillir en sortie aucun signal. Cependant, un voltmètre pour tension alternative *efficace vraie* mesure une tension E_{ns} que l'oscilloscope révèle être du bruit. Cette tension constitue la combinaison des différents bruits qui prennent naissance dans l'amplificateur et ses circuits de contreréaction. Par définition on nomme *tension de bruit ramenée à l'entrée* la valeur de cette tension divisée par le gain en boucle de l'amplificateur :

$$e_{ne} = \frac{E_{ns}}{G} = E_{ns} \frac{R_E}{R_{CR}}$$

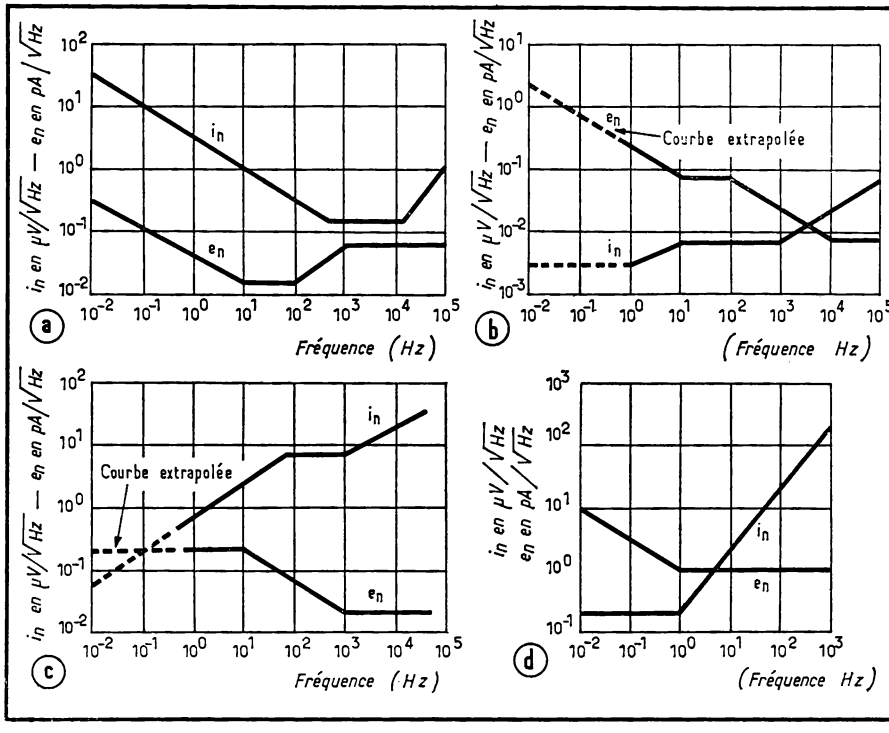


Fig. 3-4. — Spectre de bruit de divers types d'amplificateurs opérationnels :

- **— a) entrée par transistors bipolaires (type 183 Analog Device) ;**
- **— b) entrée par transistors à effet de champ à jonction (modèle économique 144 Analog Device) ;**
- **— c) stabilisé par chopper (type 230 Analog Device) ;**
- **— d) amplificateur paramétrique (modèle à faible bruit 310 Analog Device).**

C'est en fait la tension efficace de bruit qu'il faudrait appliquer à l'entrée d'un amplificateur parfaitement exempt de bruit pour recueillir E_{ns} en sortie.

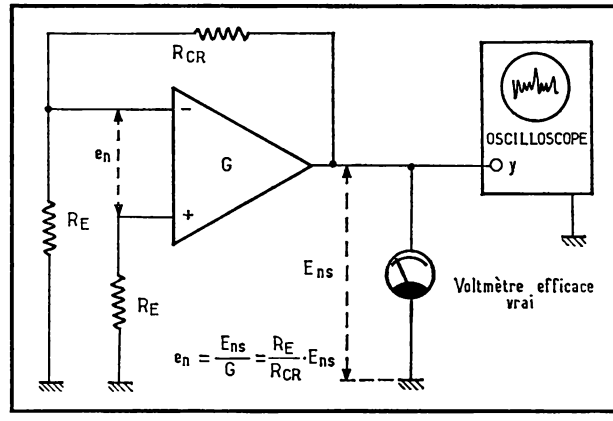


Fig. 3-5. — A la sortie d'un amplificateur opérationnel en boucle fermée, en l'absence de signal d'entrée, on mesure une tension de bruit en sortie.

Prenons un exemple précis : si le volmètre efficace vrai décèle en sortie d'un amplificateur une tension E_{ns} de 5 mV et que le rapport R_{CR}/R_E est égal à 10^3 nous dirons que la tension de bruit ramenée à l'entrée de cet ensemble est égale à :

$$e_{ns} = 5.10^{-3} \times \frac{1}{10^3} = 5.10^{-6} = 5\ \mu V$$

Résistance caractéristique de bruit.

Dans le premier paragraphe nous avons défini les contributions au signal de sortie de la tension et du courant de bruit d'un amplificateur par les termes :

$\boxed{e_n \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E} + \frac{R_{CR}}{R_x}\right)}$ (1) Contribution de la tension de bruit et

$\boxed{i_n\ R_{CR}}$ (2) Contribution du courant de bruit.

Dans l'expression (1) le terme R_x étant généralement très grand devant les termes R_{CR} et R_E nous pouvons négliger R_{CR}/R_x et écrire :

$$\boxed{\text{Contribution de la tension externe de bruit} = e_n \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E}\right)}$$

Intéressons-nous au rapport de contribution de ces deux sources au bruit total engendré dans l'amplificateur :

$$\frac{e_n}{i_n} = \frac{R_{CR}}{1 + \dfrac{R_{CR}}{R_E}}$$

Ce rapport e_n/i_n est de la forme R = U/I, c'est pourquoi on le nomme *résistance caractéristique de bruit* de l'amplificateur : R_n.

Il est intéressant de le connaître car il permet de déterminer l'ordre de grandeur des valeurs des résistances R_E et R_{CR} qui constitueront le pont de contreréaction pour obtenir dans une bande de féquence donnée le meilleur rapport signal sur bruit en s'aidant des courbes de répartition spectrale du courant et de la tension de bruit de l'amplificateur :

— si on a $R_n = R_{CR} \,//\, R_E$ (*) les contributions du courant et de la tension internes de bruit sont équivalentes ;
— pour $R_n < R_{CR} \,//\, R_E$ c'est l'influence de la source de courant de bruit qui est prépondérante dans la gamme de fréquence intéressée ;
— dans le cas inverse : $R_n > R_{CR} \,//\, R_E$ c'est au contraire la source de tension dont l'influence est la plus grande dans la contribution au bruit dans la gamme de fréquence concernée.

La connaissance de cette valeur R_n permet, comme il a été dit plus haut de déterminer dans une bande de fréquence donnée et *pour un amplificateur donné* l'ordre de grandeur optimal de R_E et de R_{CR} ou, si ces valeurs sont imposées, de choisir dans l'importante gamme d'amplificateurs opérationnels, que mettent à notre disposition les divers constructeurs, le modèle le mieux adapté au problème posé.

Facteur de bruit.

A la sortie de l'amplificateur du montage de la figure 3-6 nous mesurons une puissance totale de bruit P_{ns} qui est la somme du bruit propre au générateur P_g multipliée par le gain de puissance G_P de l'amplificateur, que nous appellerons P_{ng}, et du bruit P_{ni} qui prend naissance dans l'amplificateur même. Par définition, on nomme facteur de bruit F (NF : Noise Figure pour les auteurs de langue anglaise) le rapport, exprimé en décibels, entre la puissance de bruit totale mesurée à la sortie de l'amplificateur et celle propre au générateur P_{ng} :

$$F = 10 \log (P_{ns}/P_{ng}) = 10 \log (P_{ng} + P_{ni})/P_{ng}$$

(*) Rappelons que le signe //, placé entre deux valeurs d'impédances, signifie : valeur équivalente à leur mise en parallèle.

Cette formule est susceptible de diverses transformations ; ainsi, si nous rappelons que $P = E^2/R$ on peut également écrire :

$$F = 10 \log \left(\frac{E_{ns}}{E_{ng}} \right)^2 = 10 \log \left(\frac{\text{Tension totale de bruit en sortie}}{\text{Tension de bruit due au générateur}} \right)^2$$

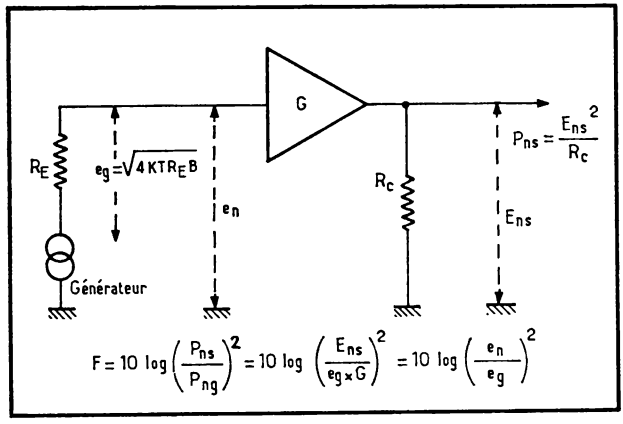


Fig. 3-6. — Schéma équivalent pour la détermination du facteur de bruit.

si, dans cette dernière formule, nous tenons compte du fait que la tension de bruit en sortie E_{ns} est le produit de la tension de bruit ramenée à l'entrée e_n multipliée par le gain en tension en boucle fermée de l'amplificateur nous pouvons simplifier par G ce qui donne :

$$F = 10 \log \left(\frac{e_n}{e_{ng}} \right)^2 = 10 \log \left(\frac{\text{Bruit ramené à l'entrée}}{\text{Bruit propre au générateur}} \right)^2$$

A la lecture de ces formules il vient immédiatement à l'esprit que le facteur de bruit n'est pas une caractéristique propre à l'amplificateur mais qu'il dépend également de la résistance du générateur. Toutefois, rappelons-nous qu'il a été défini plus haut : une résistance caractéristique de fruit $R_n = \frac{e_n}{i_n}$; dans une gamme de fréquences donné le facteur de bruit sera donc minimal lorsque la résistance du générateur R_E = Résistance d'entrée + Résistance propre au générateur sera égale à R_n.

Gain de bruit.

La résistance d'entrée R_{AB} et le gain en boucle ouverte non-infini G_O introduisent dans la formule du gain en boucle fermée une erreur dont l'expression est :

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + \frac{1}{G_O}\,1 + \frac{R_{CR}}{R_{AB}} + \frac{R_{CR}}{R_E}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{G_O}\,1 + \frac{R_{CR}}{R_{CR} \,//\, R_{AB}}}$$

dans cette expression le terme :

$$\frac{R_{CR}}{R_{CR} \,//\, R_{AB}} = \frac{1}{\beta_n}$$

est appelé *gain de bruit* de l'amplificateur.

Comparaison du point de vue du bruit des divers types d'amplificateurs opérationnels.

Lorsqu'il s'agit de faire le choix d'un amplificateur opérationnel pour une application déterminée, en dehors des considérations de gain en boucle ouverte, de résistance différentielle d'entrée, de tension et de courant de décalage, etc., se pose également le problème du bruit. Chacun des grands types d'amplificateur présentant à ce point de vue ses avantages et inconvénients propres. Nous allons les passer rapidement en revue :

— Les amplificateurs à entrée par *transistors bipolaires* sont sujets au bruit Schottky qui prend naissance au niveau des jonctions des transistors d'entrée. La résistance propre de base R_{BB} est également une source de bruit Johnson. Mais c'est surtout aux bruits de flicker et de « pop corn » que ce type d'amplificateur est le plus sujet ; c'est bien ce que nous montre la figure 3-4 *a*. Ces amplificateurs présentent généralement une résistance caractéristique d'entrée de l'ordre de 10 à 100 kΩ.

— A température normale, ce sont surtout les *transistors à effet de champ à jonction* qui offrent les meilleures caractéristiques de bruit. En particulier le courant de bruit interne, qui est lié directement au courant d'entrée est remarquablement faible ce qui permet de les utiliser avec des résistances de générateur de l'ordre de quelques mégohms. Cependant, le courant de de fuite de la jonction de grille doublant tous les 10°C, le courant de bruit évolue de la même manière, ce qui limite leur emploi au point de vue de la gamme de températures de fonctionnement. Leur tension de bruit interne est, comme celle des transistors bipolaires plus importante pour les fré-

quences basses et très basses. Elle est cependant environ 10 fois plus faible que celle des transistors bipolaires (fig. 3-4 *b*).

— Les *TEC MOS* ont des courants de bruit encore plus faibles et admettent des résistances de générateur pouvant atteindre 10 000 mégohms. Par contre leur tension de bruit est particulièrement défavorable.

— C'est dans la gamme comprise entre 0,001 et 10 Hz que les *amplificateurs paramétriques* — à entrée par *diodes varactor* — offrent le plus d'intérêt à cause de leur très faible courant de bruit dans cette région, mais leur tension de bruit y est cependant plus importante. A partir de 10 Hz le courant de bruit croît assez rapidement à cause du bruit de commutation. D'autre part leur capacité d'entrée relativement élevée les fait déconseiller pour les fréquences supérieures à 100 Hz (fig. 3-4 *d*).

— Les *amplificateurs stabilisés par chopper* présentent les mêmes inconvénients que les amplificateurs paramétriques leur bruit de commutation étant encore plus important (fig. 3-4 *c*).

Bibliographie

Les Amplificateurs opérationnels. — Toutain de Bussy (op. cit.).

Noise in Operational Amplifier Circuits. — Lewis Smith et D.H. Sheingold. Revue Analog Dialogue publiée par Analog Device. Vol. 3, N° 1. Mars 1969.

How to Characterize and Measure Noise in Operational Amplifiers. — R.A. Pease. Note d'application N° P/N - 10. Philbrick Nexus. 1968.

Don't minimize noise figure. — Jerald Graeme. Electronic Design. Janvier 1971.

Le bruit dans les amplificateurs opérationnels. — M. Grabowski. Session de perfectionnement B 7. Amplificateurs opérationnels. Ecole Supérieure d'Electricité. 1971.

IC Op Amp, Getting It All Together. — Thomas P. Rigoli. E.D.N. Mai 1971.

CHAPITRE 4

LES MONTAGES FONDAMENTAUX

Mises à part certaines applications particulières on rencontrera généralement l'amplificateur opérationnel monté selon l'un des montages fondamentaux que nous allons maintenant étudier.

Amplificateur de tension inverseur (Fig. 4-1).

Ce montage nous est déjà connu puisque c'est lui qui nous a servi d'exemple au chapitre 1 pour définir le gain en boucle fermée. Nous nous souvenons que son gain dans le cas d'un ampli. op. idéal serait égal à

$$\boxed{G = R_{CR}/R_E = 1/\beta}$$

β désigne le facteur de réaction qui dans le cas de ce montage est égal à :

$$\boxed{\beta = R_E/R_{CR}}$$

L'amplificateur opérationnel n'étant pas parfait cette formule n'est, à vrai dire, qu'approximative. Si elle est souvent suffisante pour permettre de dégrossir un problème, il est parfois nécessaire de lui appliquer quelques correctifs, lorsqu'un calcul rigoureux est nécessaire. Ces diverses causes d'erreur, ainsi que les formules des termes

correctifs correspondant à chacune d'elles, sont résumées dans la figure 4-2.

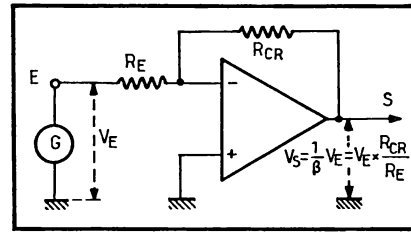


Fig. 4-1. — Le montage de base de l'amplificateur opérationnel en boucle fermée : amplificateur de tension inverseur.

Pont diviseur en sortie.

Dans certaines applications il est nécessaire d'obtenir un gain élevé en boucle fermée : cela conduit à un rapport important entre les valeurs de R_E et R_{CR}. Si nous donnons à R_E une valeur « normale » de quelques kiloohms à quelques dizaines de kiloohms cela conduit à une valeur trop élevée de R_{CR} (qui ne doit pas dépasser quelques MΩ), source de bruit d'une part et de non-linéarité en fréquence

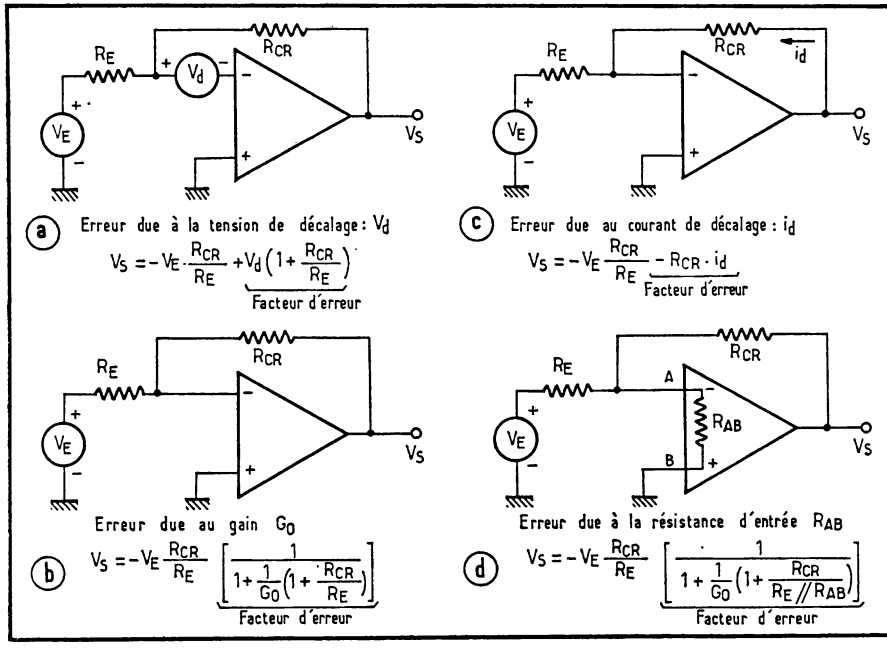

a
Erreur due à la tension de décalage : Vd
VS = -VE · RCR/RE + Vd (1 + RCR/RE)
Facteur d'erreur
c
Erreur due au courant de décalage : id
VS = -VE RCR/RE - RCR · id
Facteur d'erreur
b
Erreur due au gain G0
VS = -VE RCR/RE [1 / (1 + 1/G0 (1 + RCR/RE))]
Facteur d'erreur
d
Erreur due à la résistance d'entrée RAB
VS = -VE RCR/RE [1 / (1 + 1/G0 (1 + RCR/(RE // RAB)))]
Facteur d'erreur

Fig. 4-2. — Les quatre causes d'erreur dans le calcul du gain dans un amplificateur de tension inverseur. Ces causes d'erreur se retrouvent, ceci va sans dire, dans les autres configurations de schéma avec plus ou moins d'importance.

d'autre part. Dans le cas inverse : R_{CR} « normale » la valeur de R_E tombe à quelques centaines d'ohms seulement qui peuvent dépasser la seule résistance interne du générateur. Pour sortir de ce dilemme on peut faire appel à un artifice dont la figure 4-3 donne le schéma de principe : la tension de contreréaction est prélevée au pied d'un diviseur de tension $(R_1 + R_2)$ placé à la sortie de l'amplificateur. Si, comme cela doit être, les résistances R_1 et R_2 de ce pont sont petites

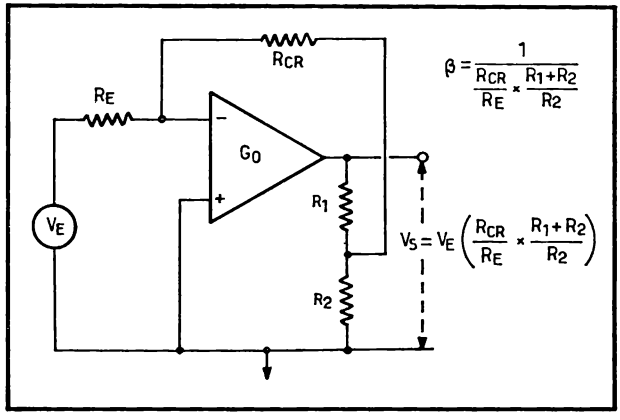


Fig. 4-3. — Pour éviter un rapport R_{CR}/R_E trop important le signal de contreréaction peut être pris sur un pont diviseur placé en sortie.

devant R_{CR} on peut écrire le gain en boucle de l'amplificateur selon la formule :

$$G = \frac{R_{CR}}{R_E} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Amplificateurs sans inversion (Fig. 4-4).

Il est également possible d'introduire le signal d'entrée non plus sur la borne (—) inverseuse de l'amplificateur mais sur la borne (+) (non inverseuse).

Il est évident que la contreréaction, elle, ne peut être appliquée qu'à l'entrée inverseuse. Le gain est alors donné par la formule :

$$G = \frac{R_{CR} + R_E}{R_E} = 1 + \frac{R_{CR}}{R_E}$$

Ici le terme β (facteur de contreréaction) a pour valeur :

$$\beta = \frac{R_E}{R_{CR} + R_E}$$

De même que pour un transistor monté en collecteur commun l'impédance d'entrée de ce montage est très élevé. Elle est donnée par la formule :

$$Z'_{AB} = Z_{AB} (1 + \beta G_O) = Z_{AB} [1 + G_O (R_E/R_{CR} + R_E)]$$

Ce terme étant en général très grand devant l'impédance d'entrée en mode commun on peut dire, qu'en pratique, l'impédance d'entrée

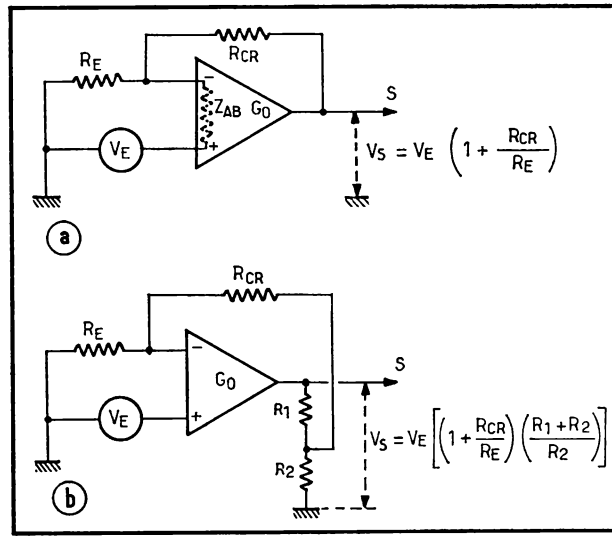


Fig. 4-4. — Le montage amplificateur de tension sans inversion (a) peut, tout comme l'amplificateur inverseur, faire appel à un pont diviseur de sortie (b).

de ce montage est égale à l'impédance d'entrée en mode commun. Par contre, la résistance de sortie R'_S du montage est faible puisque la résistance de sortie propre à l'amplificateur R_S se voit divisée par le terme $1 + \beta G_O$. On a donc :

$$R'_S = R_S/1 + \beta G_O$$

Comme dans le cas de l'amplificateur inverseur, des valeurs élevées du gain peuvent être obtenues au moyen d'un pont diviseur de sortie, le gain sera alors donné par la formule :

$$G = 1 + \frac{R_{CR}}{R_E} \left(\frac{1}{\beta_2}\right)$$

β_2 étant le rapport du pont diviseur de sortie :

$$\beta_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Suiveur de tension (transformateur d'impédance) (Fig. 4-5).

Du montage amplificateur non-inverseur on passe aisément au montage dit « suiveur de tension » en lui appliquant une contre-réaction totale. Pour ce faire il suffit de remplacer la résistance de contreréaction par un court-circuit et de rendre R_E infinie... en la supprimant. Cela conduit au montage de la figure 4-5 dont le gain est donné par la formule :

$$G = 1 - (1/G_0) \simeq 1$$

car $(1/G_0)$ est très petit si le gain en boucle ouverte de l'amplificateur est suffisamment élevé.

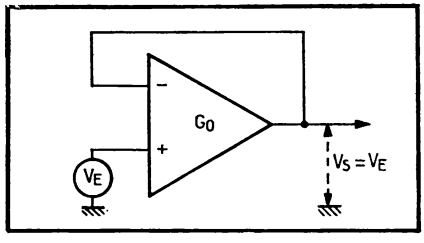


Fig. 4-5. — Grâce à une contreréaction totale, l'amplificateur non inverseur se transforme en « suiveur de tension » : adaptateur d'impédances de gain unité.

L'impédance d'entrée étant très élevée et celle de sortie très faible, si le gain de tension est pratiquement égal à l'unité celui de puissance est loin d'être négligeable, puisqu'il est pratiquement égal au rapport des résistances d'entrée et de sortie.

Ce montage est principalement utilisé comme adaptateur d'indépendance lorsqu'une source à haute impédance interne doit commander une charge à faible impédance.

Certains amplificateurs opérationnels utilisés en suiveur peuvent être affectés par un phénomène dit de verrouillage *(latch-up)* dans les cas où la tension appliquée à l'entrée dépasse, même un court instant

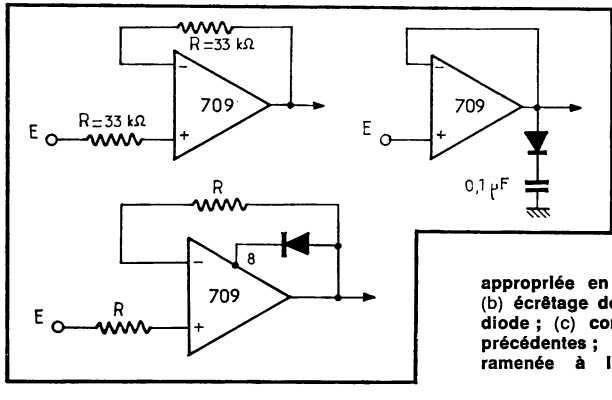


Fig. 4-6. — Trois méthodes pour éviter le phénomène de verrouillage ou « Latch up » : (a) placer une résistance de valeur appropriée en série avec la contreréaction ; (b) écrêtage des « pointes » au moyen d'une diode ; (c) combinaison des deux méthodes précédentes ; cette fois-ci la diode est ramenée à l'entrée de compensation en fréquence.

— sous l'influence d'un parasite par exemple — la tension limite spécifiée V_{DM}.

La sortie se bloque sur la tension maximale V_{SM} même après la disparition du signal d'entrée qui a provoqué le dépassement. Il est différentes solutions pour éviter ce phénomène. La première consiste en l'introduction d'une résistance de valeur moyenne (33 kΩ) en série avec la boucle de réaction (fig. 4-6 *a*).

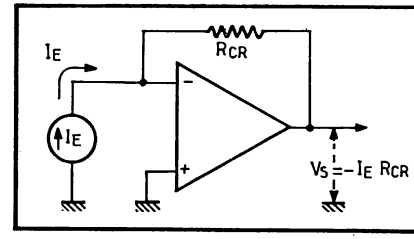


Fig. 4-7. — En supprimant la résistance R_E du montage amplificateur de tension avec inversion on réalise un convertisseur courant - tension.

Il est alors nécessaire d'introduire une résistance de valeur égale en série avec l'entrée de manière à minimiser l'influence de cette résistance sur la tension de décalage d'entrée.

On peut également écrêter la tension de sortie au moyen d'une diode ramenée, soit à la masse à travers un condensateur de quelque 0,1 μF (fig. 4-6 *b*), soit à l'entrée de la correction de fréquence lorsque l'amplificateur en comporte une (fig. 4-6 *c*).

Les amplificateurs opérationnels modernes sont généralement protégés intérieurement contre le « latch-up ».

Transformateur courant tension (Fig. 4-7).

Si, dans les montages précédents la grandeur d'entrée est non plus une tension mais un courant, il est possible de supprimer la résistance d'entrée R_E. La tension de sortie est alors donnée par la formule :

$$V_S = -I_E \times R_{CR}$$

La résistance d'entrée Z'_{AB} du montage est faible ; elle est donnée par la formule :

$$Z'_{AB} = R_{CR}/(1 + G_O)$$

De même, la résistance de sortie est faible, puisqu'elle est égale à :

$$R'_S = \frac{R_S}{1 + G_O}$$

Amplificateur de courant (Fig. 4-8).

Du montage précédent on passe aisément au montage amplificateur de courant de la figure 4-8 en prenant la tension de contre-réaction aux bornes d'une résistance R_M, de faible valeur, montée au pied de la résistance de charge R_C et aux bornes de laquelle on mesure une tension proportionnelle au courant de sortie. Le gain en courant est donnée par la formule

$$G_I = -\left(\frac{R_M + R_{CR}}{R_M}\right)$$

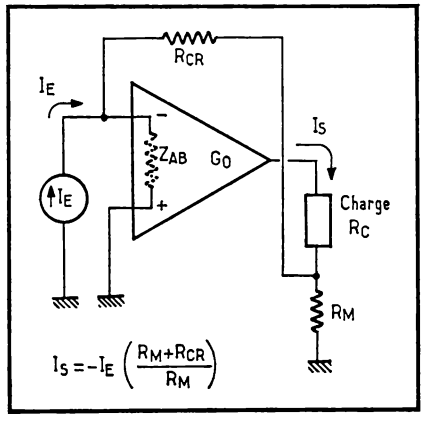


Fig. 4-8. — L'amplificateur de courant fait appel à une résistance de faible valeur R_M placée en série avec la charge, aux bornes de laquelle est mesurée une tension — qui sera appliquée en contreréaction — proportionnellement au courant de sortie.

La résistance d'entrée du montage est faible, son expression est la suivante :

$$Z'_{AB} = \frac{R_{CR}}{1 + G_O}$$

Par contre la résistance de sortie est relativement élevée. On la calcule selon la formule :

$$R'_S = R_S\,(1 + G_O)$$

Amplificateur de transconductance (Convertisseur tension courant) (Fig. 4-9).

A partir de l'amplificateur de courant nous passons aisément à l'amplificateur de transconductance ou convertisseur tension courant, capable de délivrer dans une charge R_C un courant proportionnel à la tension d'entrée. Ce montage est utilisé toutes les fois que la

résistance interne d'un générateur est trop importante pour permettre l'emploi d'un amplificateur de courant normal. Ce montage diffère du précédent par le fait que l'amplificateur est monté en non-inverseur ce qui lui confère une résistance d'entrée élevée et, d'autre part, par l'adjonction éventuelle d'une résistance que nous avons dénommée R_G sur le schéma. Vue de l'amplificateur elle est égale à la somme de la résistance du générateur et de la résistance additionnelle.

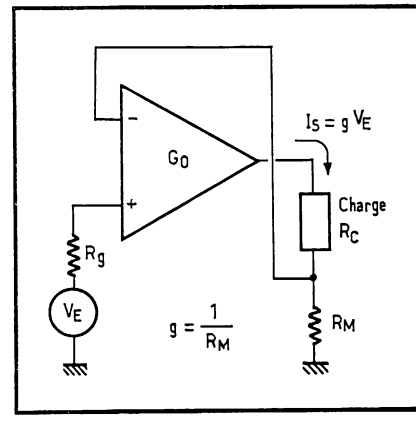


Fig. 4-9. — Combinaison des amplificateurs de tension sans inversion et de courant, ce montage est un convertisseur tension-courant ou « amplificateur de transconductance ».

On ne peut ici parler de gain du montage, puisque les grandeurs d'entrée et de sortie sont différentes mais il est possible de donner sa transconductance qui, comme la pente d'un tube, peut s'exprimer soit en mhos (inverse d'une résistance) soit en milliampères de sortie par volt d'entrée. Ce paramètre est donné par l'équation :

$$g = \frac{1/R_M}{1 + (1/\beta\, G_O)}$$

R_M étant la résistance placée en série avec la charge et aux bornes de laquelle est prise la tension de contreréaction.

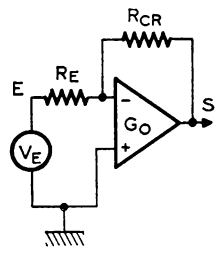
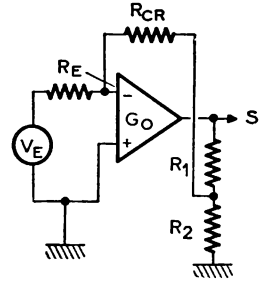
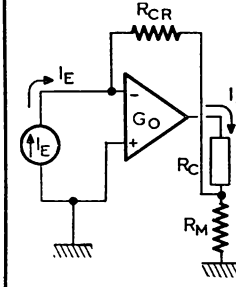
Dans le cas de ce montage le facteur de réaction β est égal à :

$$\beta = R_M/\,(R_S + R_C + R_M)$$

Dans la majorité des cas le terme $\beta\, G_O$ est suffisamment grand pour que $1 + (1/\beta\, G_O)$ soit peu différent de l'unité. L'expression de la transconductance devient alors :

$$g \simeq 1/R_M$$

Comme il a été écrit plus haut, la résistance d'entrée est très élevée ; son expression est :

	SCHEMA			
	Application	**Amplificateur de tension avec inversion**	**Amplificateur de tension avec inversion (gain élevé)**	**Amplificateur de courant**
PARAMETRES EN BOUCLE FERMEE	**Gain**	$G = \frac{1}{\beta} = \frac{R_{CR}}{R_E}$ $\beta = \frac{R_E}{R_{CR}}$	$G = \frac{R_{CR}}{R_E}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)$ $\beta = 1/\frac{R_{CR}}{R_E}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)$	$G = -\frac{(R_M + R_{CR})}{R_M}$
	Résistance d'entrée (Z'_{AB})	$Z'_{AB} \simeq R_E$	$Z'_{AB} \simeq R_E$	Faible $Z_{AB} = \frac{R_{CR}}{1 + G_O}$
	Résistance de sortie (R'_S)	Faible $R'_S = \frac{R_S}{\beta G_O}$	Faible $R'_S = \frac{R_S}{\beta G_O}$	Elevée $R'_S = R_M (1 + G_O)$
	Conditions pour l'erreur minimale sur le gain	$Z_{AB} \gg R_E$ $R_{CR} \geqslant R_S$	$Z_{AB} \gg R_E$ $R_1 + R_2 > R_S$	Z_{AB} Grand R_S Petit

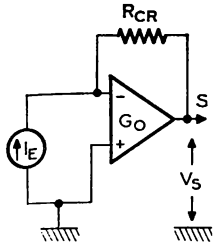
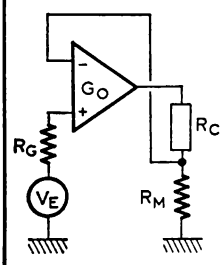
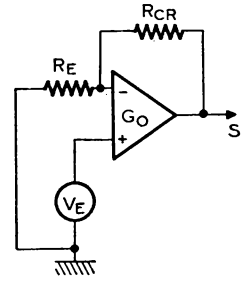
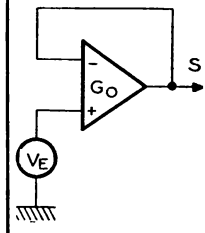
DEFINITION DES SYMBOLES

G : gain en boucle fermée.

G_O : gain en boucle ouverte.

β : facteur de contreréaction.

R_E : résistance d'entrée de la boucle de contreréaction parfois appelée « résistance de calcul ».

			
Convertisseur Courant-Tension	**Convertisseur Tension-Courant (Amplificateur de transconductance)**	**Amplificateur de tension Sans inversion**	**Suiveur de tension (Adaptateur d'impédance)**
$V_S = I_E R_{CR}$	$g = \frac{1}{R_M}$ $(\beta = R_M/R_M + R_C + R_S)$	$G = \frac{R_{CR} + R_E}{R_E} = 1 + \frac{R_{CR}}{R_E}$ $\beta = \frac{R_E}{R_{CR} + R_E}$	$G = 1$
Faible $Z'_{AB} = \frac{R_{CR}}{1 + G_O}$	Elevée $Z'_{AB} = Z_{AB}$ $(1 + \beta G_O)$	Elevée $Z'_{AB} = Z_{AB}$ $(1 + \beta G_O)$	Elevée
Faible $R'_S = \frac{R_S}{1 + G_O}$	Elevée $R'_S = R_M$ $(1 + G_O)$	Faible $R'_S = \frac{R_S}{1 + \beta G_O}$	Faible
Z_{AB} Grand $R_{CR} \gg R_S$	Z_{AB} Grand	$Z_{AB} \geqslant 10 R_E$ $R_{CR} \geqslant R_S$	

R_{CR} : résistance de contreréaction.

R_M : résistance aux bornes de laquelle est mesuré le courant de sortie dans les montages à sortie en courant.

R_S : résistance interne de sortie de l'amplificateur en boucle ouverte.

R'_S : résistance de sortie du montage en boucle fermée.

Z'_{AB} : impédance différentielle d'entrée en boucle fermée.

$$Z'_{AB} = Z_{AB} (1 + \beta G_O)$$

La résistance de sortie est également élevée :

$$R'_S = R (1 + G_O)$$

Tout ce qui précède est résumé dans le tableau (pp. 62 et 63) dans lequel on trouvera pour chacun des montages les conditions (rapport des résistances de la boucle de contreréaction à celles d'entrée et de sortie de l'amplificateur opérationnel) pour lesquelles l'erreur sur le gain en boucle fermée est minimale.

Amplificateur de différence (Différentiel).

C'est à notre avis une erreur de langage de nommer ce montage amplificateur différentiel car il n'a rien à voir avec l'opération mathématique de différenciation ; c'est pourquoi nous préférons le terme « amplificateur de différence » puisque, nous allons le voir, sa tension de sortie est bien proportionnelle à la différence des tensions d'entrées V_1 et V_2 (fig. 4-10).

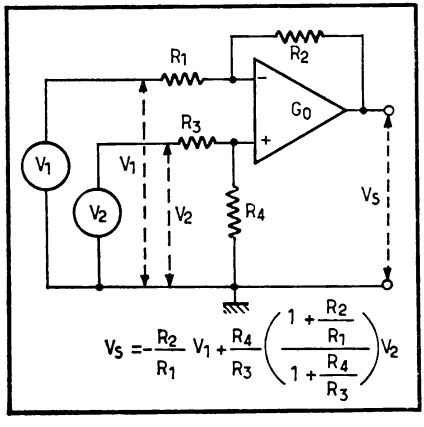


Fig. 4-10. — Par une attaque simultanée des deux entrées d'un amplificateur de tension on parvient à l'amplificateur de différence, improprement nommé différentiel.

La relation générale liant la tension de sortie aux tensions d'entrée est :

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{1 + \dfrac{R_2}{R_1}}{1 + \dfrac{R_4}{R_3}} \right) . V_2$$

Comme généralement, on donne aux résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 des valeurs telles que $R_2/R_1 = R_4/R_3$, cette équation se simplifie :

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} . (V_2 - V_1).$$

Un des inconvénients de ce montage est que les impédances d'entrée sont relativement faibles et de plus dissymétriques, puisque, pour le signal V_1, elle est égale à R_1 ; pour le signal V_2, elle est égale à $R_3 + R_4$. Pour annuler la dérive en courant, on s'arrange souvent pour que $R_3 = R_1$ et $R_4 = R_2$.

Afin d'obtenir une impédance d'entrée plus élevée, on peut utiliser le montage de la figure 4-11 dans lequel les deux signaux d'entrée V_1

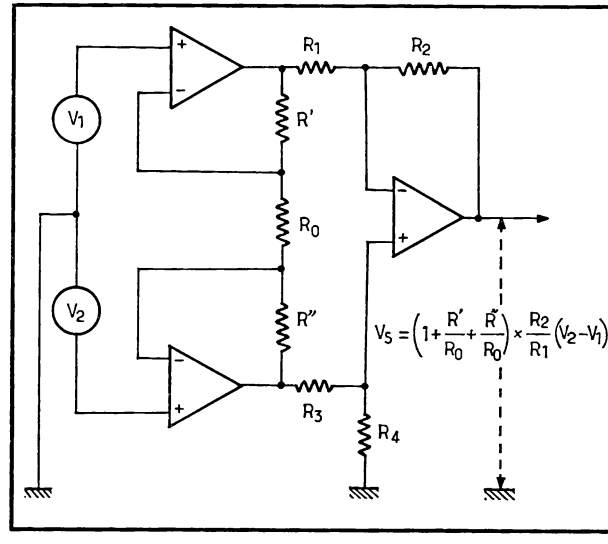


Fig. 4-11. — Un amplificateur de différence à haute impédance d'entrée fait appel à un montage différentiel normal précédé de deux amplificateurs non inverseurs.

et V_2 « voient » l'un et l'autre la forte impédance d'entrée d'un étage suiveur. Si on a choisi les valeurs des résistances de telle manière que $R_2/R_1 = R_4/R_3$ la tension de sortie est liée aux tensions d'entrées par la relation :

$$V_S = \left(1 + \frac{R'}{R_0} + \frac{R''}{R_0}\right) \times \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1).$$

Bibliographie

Amplificateurs Op. — R. Dugéhault. Electronique Professionnelle. Octobre 1970.

Considérations pratiques relatives à l'utilisation des amplificateurs opérationnels du type SF. C 2709. R. Micolet. Bulletin d'application N° 56 LA 088 publié par Sescosem. Mars 1969.

Les amplificateurs opérationnels. — M.F. TOUTAIN DE BUSSY. Publication Imex France.

Op Amps Act as Universal Gain Elements. — Georges NIEU. Electronic Design. 18 janvier 1968.

Montages fondamentaux à amplificateurs opérationels. — F. DATTÉE. Cours de perfectionnement de l'Ecole Supérieure d'Electricité. 1971.

Linear Circuit Applications of Operational Amplifiers. — Larry L. SCHICK. Spectrum of I.E.E.E. Avril 1971.

CHAPITRE 5

CIRCUITS AUXILIAIRES

Nous savons maintenant ce qu'est un amplificateur opérationnel, quelles en sont les caractéristiques (idéales et réelles), nous en avons étudié les montages fondamentaux ; ce qu'il nous faut étudier à présent, ce sont les circuits auxiliaires destinés à en corriger certains défauts : tension et courant de décalage, et les protéger contre les surtensions d'entrée et d'alimentation et, dans une certaine mesure en améliorer les performances : impédances d'entrée et de sortie.

Compensation de la tension et du courant de décalage d'entrée.

La tension de décalage d'entrée, nous le savons depuis le chapitre 1, peut être considérée comme un petit générateur à courant continu, légèrement variable (dérive) placé en série avec l'une des bornes d'entrées d'un amplificateur opérationnel parfait. Il existe diverses méthodes pour compenser dans une certaine mesure cette tension en appliquant en opposition une tension de même valeur absolue mais de polarité inverse. La compensation peut s'effectuer en tension ou en courant.

EN TENSION : en appliquant en série avec l'entrée non utilisée une tension ajustable, recueillie aux bornes d'un potentiomètre selon l'un des schémas de la figure 5-1.

Les mêmes montages peuvent être utilisés pour polariser l'une des entrées, c'est-à-dire, superposer à la tension d'entrée une tension continue (positive ou négative) destinée, soit à annuler la composante continue éventuelle du signal d'entrée en lui opposant une tension de même valeur absolue mais de polarité inverse, soit au contraire à obtenir un décalage du zéro de la tension de sortie. Nous verrons un peu plus loin que cette polarisation peut être effectuée au niveau de la sortie.

Dans un montage à entrée différentielle, la tension de polarisation peut être obtenue en injectant une tension de compensation elle-même différentielle entre les bornes d'entrée selon le schéma de la figure 5-2 *a*.

Dans certains amplificateurs intégrés comme le μA 741, la compensation de la tension de décalage d'entrée se fait au niveau du courant d'émetteur des transistors d'entrée au moyen d'un potentiomètre raccordé entre deux bornes prévues à cet effet. (fig. 5-2 *c* et *d*).

EN COURANT : le moyen le plus simple consiste à créer aux bornes d'une résistance de valeur équivalente à la mise en parallèle des résistances R_E et R_{CR}, une résistance R_P aux bornes de laquelle le courant de décalage d'entrée créera une chute de tension de valeur égale à la tension d'offset (fig. 5-3 *a*). On peut écrire :

$$R_P = R_E \,//\, R_{CR} = \frac{R_E \times R_{CR}}{R_E + R_{CR}}$$

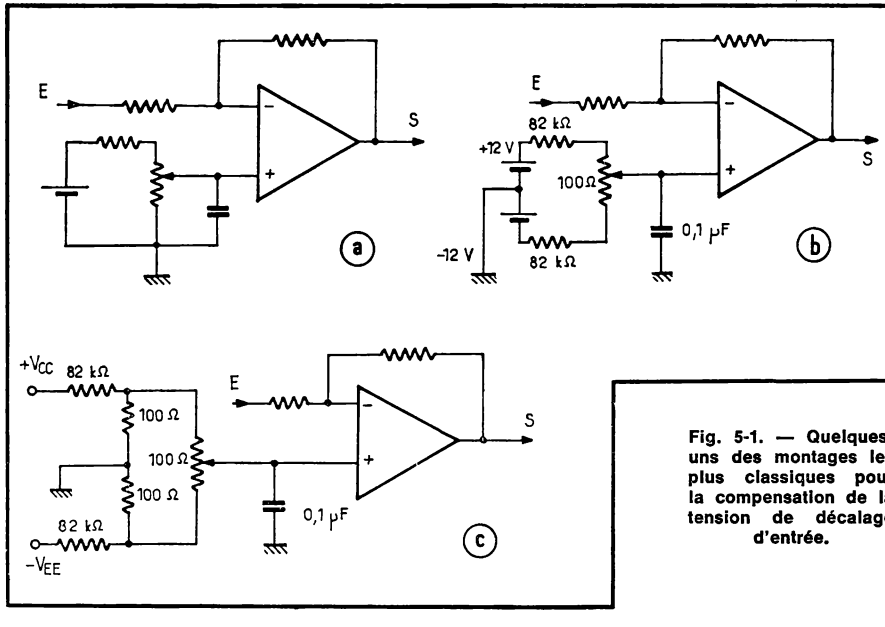


Fig. 5-1. — Quelques-uns des montages les plus classiques pour la compensation de la tension de décalage d'entrée.

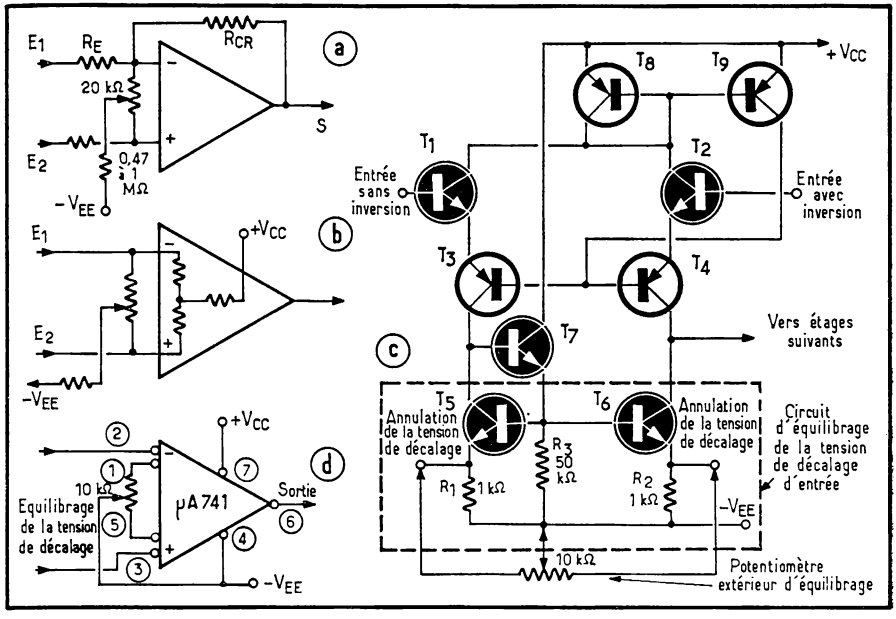


Fig. 5-2. — La compensation de la tension de décalage d'entrée peut être obtenue au moyen d'un simple potentiomètre monté entre les entrées (a). **Ce potentiomètre constitue, avec les résistances de fuites internes des circuits d'entrée un pont qu'il s'agit d'équilibrer pour obtenir l'annulation de la tension d'offset** (b). **Dans le μA 741 le potentiomètre agit au niveau des transistors qui constituent la source de tension d'émetteur des étages d'entrée** (c et d).

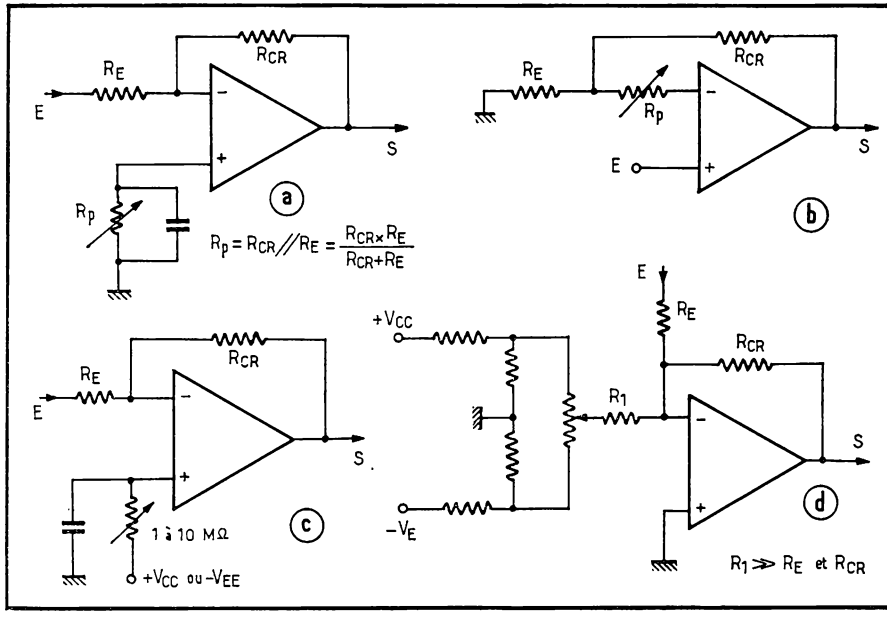


Fig. 5-3. — Différentes méthodes de compensation du courant de décalage d'entrée.

Ce montage simple a l'avantage de compenser dans une certaine mesure la dérive du courant de décalage.

Rappelons que le signe // placé entre deux valeurs d'impédance signifie : valeur équivalente à la mise en parallèle de ces impédances. Dans le cas d'un montage non-inverseur, la résistance R_P vient s'insérer en série avec l'entrée — selon le montage 5-3 *b*.

Un autre montage consiste à injecter à l'entrée non utilisée un courant prélevé à l'une des sources d'alimentation à travers une résistance de valeur élevée (fig. 5-3 *c*).

On peut également injecter le courant de compensation en parallèle avec l'entrée selon le montage de la figure 5-3 *d*. La valeur de la résistance R_1 devra alors être grande devant celle des résistances R_E et R_{CR}.

Dans un montage à entrées différentielles, le schéma adopté sera celui de la figure 5-4, dérivé de celui de la figure 5-3 *d*.

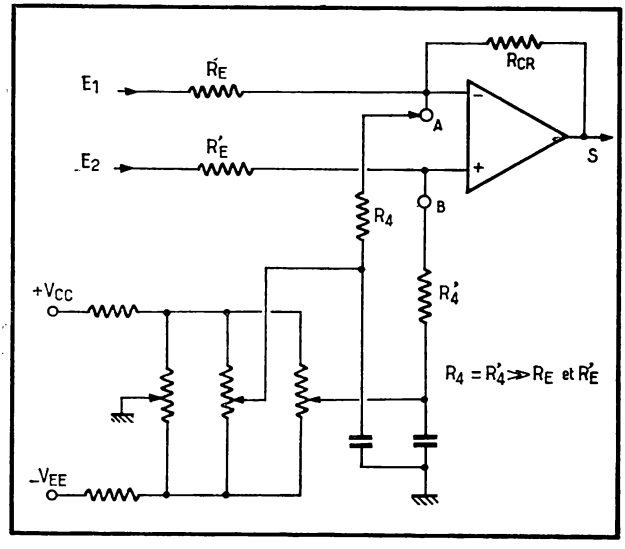


Fig. 5-4. — Dérivé de celui de la figure 5-2 d, montage de compensation du courant de décalage d'entrée dans un amplificateur à entrées différentielles.

Il est un moyen simple pour compenser le courant de décalage d'entrée et, dans une certaine mesure, la dérive de ce courant en fonction de la température. Il consiste à injecter en parallèle avec l'entrée le courant I_{BO} d'un transistor au silicium complémentaire de celui d'entrée, dont le plus souvent d'un p-n-p (puisque les transistors d'entrée des amplificateurs opérationnels sont généralement des n-p-n) selon le montage de la figure 5-5 *a*, le courant collecteur du transistor de compensation étant réglé à une valeur très faible, soit au moyen d'une résistance ajustable soit au moyen d'une source à courant constant (fig. 5-5 *b* et *c*) obligatoire dans les montages à entrée différentielle.

Plus économique, mais aussi moins efficace, est le schéma de la figure 5-6, applicable au montage suiveur de tension. Le courant de compensation est appliqué à l'entrée inverseuse, à travers un pont de résistances de forte valeur. Une diode D_1 raccordée au point milieu de

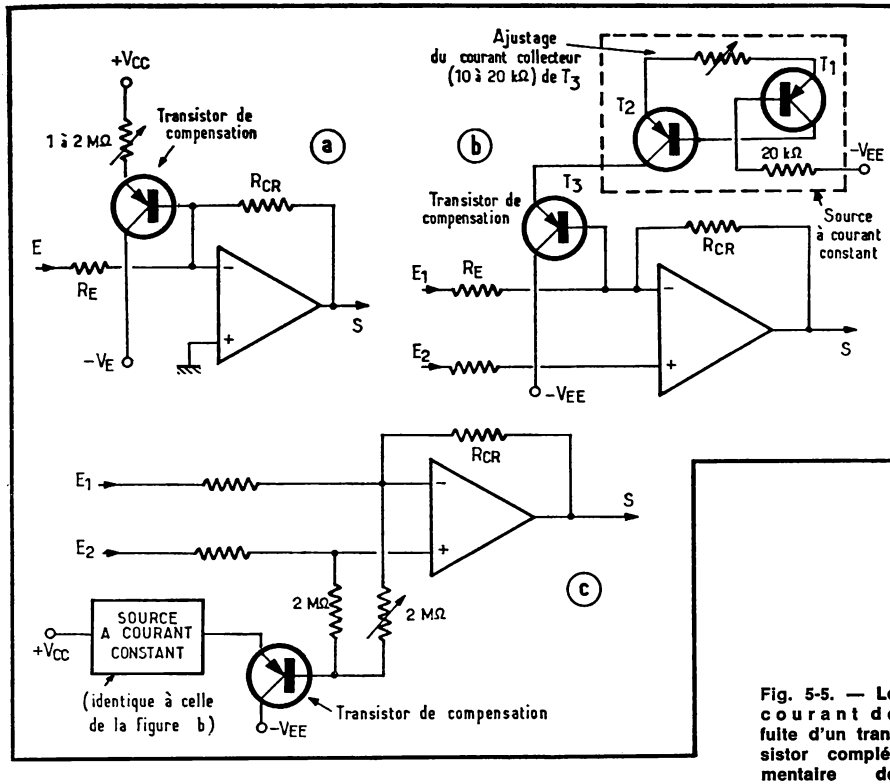


Fig. 5-5. — Le courant de fuite d'un transistor complémentaire de ceux d'entrée de l'amplificateur, ajusté au moyen d'une résistance de forte valeur (a) ou d'une source à courant constant (b) permet de compenser le courant de décalage d'entrée et, dans une certaine mesure sa dérive en fonction de la température. En (c) schéma « universel » applicable aux circuits d'entrée différentiels ou aux montages non inverseurs.

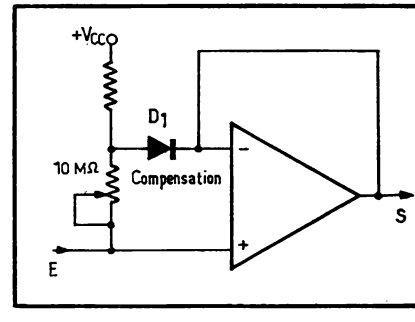


Fig. 5-6. — La variation de la tension directe aux bornes d'une diode en fonction de la température peut être mise à profit pour compenser la dérive du courant de décalage.

ce pont d'une part et à l'entrée non-inverseuse d'autre part, a pour double effet de réguler le courant de compensation en fonction de la tension d'entrée et, de cette manière, de conserver au montage ses qualités de haute impédance d'entrée et, d'autre part, d'assurer une régulation en température car le coefficient de variation de la tension directe aux bornes d'une diode est du même ordre de grandeur et de

sens opposé que celui de la dérive de la tension de décalage d'entrée de l'amplificateur opérationnel.

Les variations de la chute de tension aux bornes d'une diode peuvent également être mises à profit dans un montage plus élaboré. La diode est introduite dans la branche d'un pont alimenté soit par les mêmes sources que l'amplificateur opérationnel (fig. 5-7 *a*) dans les montages comportant une entrée à la masse soit par une source autonome dans les cas où le circuit de compensation doit être « flottant » (fig. 5-7 *b*) (entrée différentielle ou suiveur de tension par exemple).

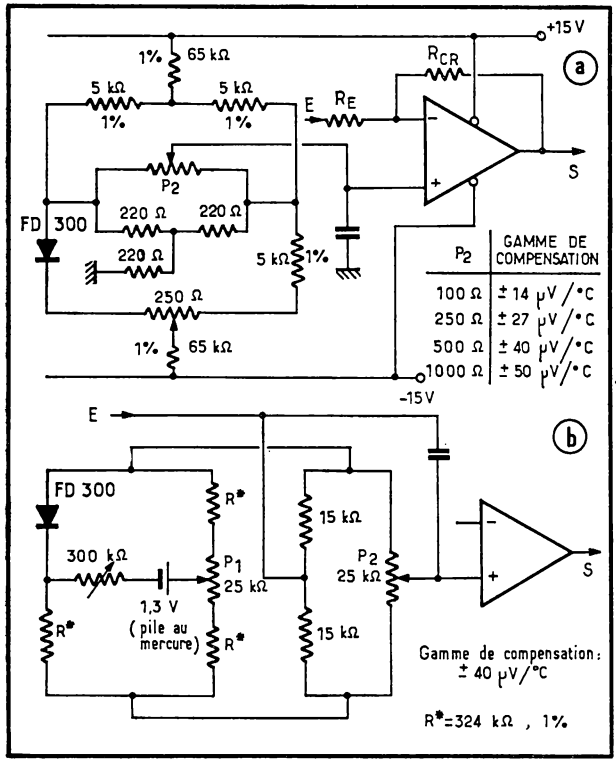


Fig. 5-7. — Montages en pont pour la compensation de la dérive en fonction de la température au moyen d'une diode : (a) alimentation commune (b) montage flottant avec source autonome.

Le fonctionnement est simple à comprendre. A température ambiante le potentiomètre P_1 est ajusté pour que la tension de déséquilibre du pont compense exactement la tension d'offset de l'amplificateur ; le potentiomètre P_2 est alors pratiquement sans action. Ce second potentiomètre est ajusté à la température maximale de fonctionnement de l'amplificateur pour compenser la dérive qui s'est fait sentir à cause de la variation de température. Ces deux potentiomètres réglés, la variation de tension directe au borne de la diode en fonction de la température compensera presque parfaitement la dérive de l'amplificateur sur toute la gamme de température de fonctionnement de l'amplificateur.

Décalage de la tension de sortie.

Nous avons vu plus haut qu'il peut être avantageux dans certains dispositifs de décaler la composante continue de la tension de sortie et que ce décalage pouvait être obtenu soit en agissant sur la polarisation de la tension d'entrée soit sur celle de sortie.

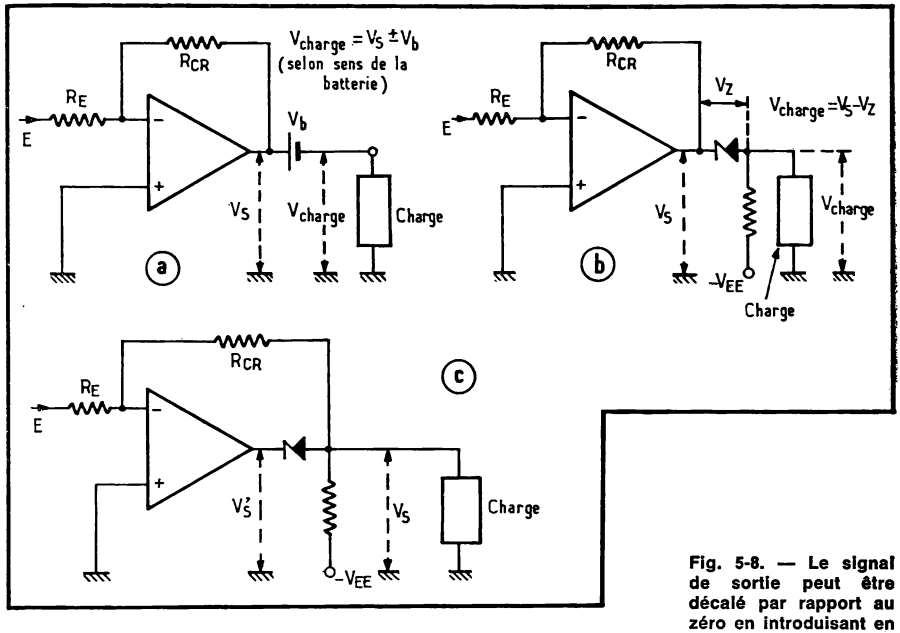


Fig. 5-8. — Le signal de sortie peut être décalé par rapport au zéro en introduisant en série avec la charge une différence de potentiel produite soit par une batterie (a) soit, le plus souvent, par une diode de Zener. La contreréaction peut être prise soit en aval (a) soit en amont (b) de cette diode.

Ce deuxième procédé met en œuvre une source de tension montée en série avec la sortie (fig. 5-8 *a*). Le plus souvent cette source de tension est remplacée par une diode de Zener montée dans le sens voulu en série avec la charge (fig. 5-8 *b* et *c*). Cette diode peut être introduite soit avant (fig. 5-8 *b*), soit après (fig. 5-8 *c*) la prise de contre-réaction. Dans ce second cas, la diode étant incluse dans la boucle de réaction, ses propres défauts (dérive en fonction de la température par exemple) sont également corrigés — dans une certaine mesure — par la contreréaction.

Notons que dans les deux cas, il est nécessaire de polariser la diode à partir de la source négative d'alimentation de manière qu'à aucun moment elle ne fonctionne en redresseur.

Protection contre les surtensions.

Un amplificateur opérationnel — plus spécialement s'il est en technologie intégrée — doit être soigneusement protégé contre les risques de surtensions accidentelles. Ces dernières peuvent affecter :

— l'entrée : sous l'influence d'un parasite de forte amplitude ou d'une fausse manœuvre, les tensions maximales différentielles ou/et de mode commun peuvent être dépassées et engendrer un claquage de la jonction des transistors d'entrée ou même de celles polarisées en inverse qui isolent le circuit du substrat ;

— les alimentations : les sources d'alimentation peuvent également être le siège de surtensions aléatoires introduites, soit par induction lorsque le montage est appelé à fonctionner en milieu très parasité, soit dans certains montages d'automatisme comportant des organes d'action électromagnétiques (contacteurs, relais électrovannes, etc.) lors de la coupure du courant qui traverse ces inductances. Quelle que soit la cause des surtensions et le circuit dans lequel elles se produisent, le remède est toujours le même : écrêtage des surtensions au moyen de diodes, classiques polarisées ou non, ou de Zener selon les montages proposés à la figure 5-9. Une cause possible

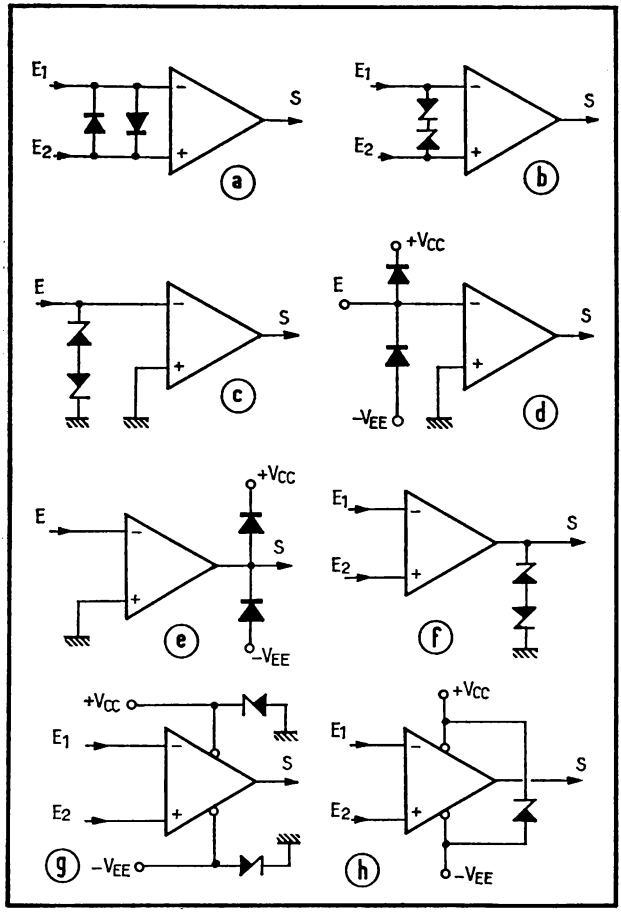


Fig. 5-9. — Protection d'un amplificateur opérationnel contre les surtensions (a à d) **introduites à l'entrée** (e et f) **à la sortie et** (g et h) **sur l'alimentation.**

de claquage est la présence sur l'une des entrées de l'amplificateur opérationnel de condensateur de forte valeur dont la décharge dans le circuit intégré lorsque la tension d'alimentation tombe à une valeur inférieure à celle présente aux bornes de ce condensateur (cas d'un montage alimenté par le secteur dont on coupe seulement le circuit primaire) peut provoquer la fusion des connexions du circuit intégré (fig. 5-10 *a*). Le remède consiste en l'introduction en série avec les connections d'alimentation du C.I. de diodes qui permettent le passage du courant d'alimentation mais sont dans le sens de non-conduction pour le courant de décharge du condensateur (fig. 5-10 *b*). De plus, une diode de Zener placée entre les deux alimentations écrête les surtensions d'origine extérieure.

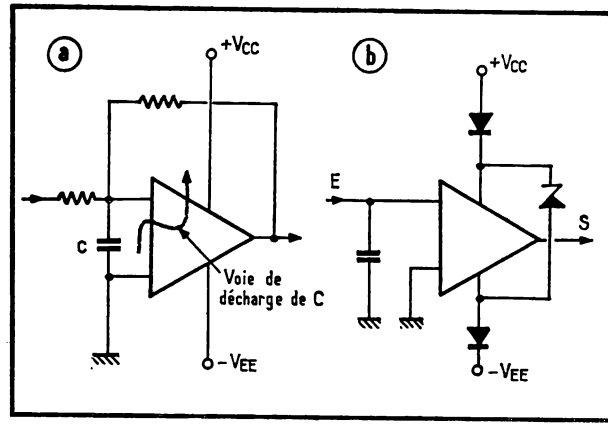


Fig. 5-10. — La décharge d'une capacité placée en parallèle sur l'entrée au moment de la disparition des tensions d'alimentation peut être cause de détérioration d'un amplificateur opérationnel intégré (a). En (b) le remède : des diodes.

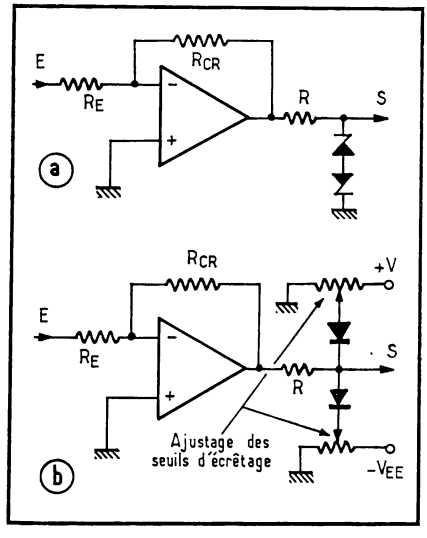


Fig. 5-11. — Le signal de sortie d'un amplificateur opérationnel peut être écrêté, pour éviter la surcharge des circuits aval, au moyen de diodes de Zener, (a) tension d'écrêtage fixe, (b) la tension d'écrêtage des alternances positive et négative peut être ajustée séparément.

Limiteurs de tension de sortie.

Afin d'éviter une surcharge des circuits aval, il est parfois nécessaire de limiter la tension de sortie à une valeur inférieure à la tension maximale pouvant être délivrée par l'amplificateur. On pourrait se contenter d'un simple écrêtage par diode (polarisée ou Zener) mais ce dispositif, reproduit à la figure 5-11, présente l'inconvénient de faire perdre le bénéfice de la faible impédance de sortie des amplificateurs opérationnels. Il est beaucoup plus « futé » d'agir sur le gain en augmentant le taux de contreréaction lorsque la valeur limite souhaitée est atteinte. Ces montages font appel à des éléments non linéaires (diodes de Zener) introduits en parallèle avec la contreréaction. Tant que le seuil de consigne n'est pas atteint, l'élément de limitation est en état de non-conduction et le gain ne dépend que du rapport R_{CR}/R_E. Ce gain tombe à une valeur voisine de 1 dès que le seuil de conduction du circuit de limitation est atteint. Les différents montages possibles sont réunis à la figure 5-12.

De manière à rendre négligeable le courant de fuite des diodes de Zener en dessous de la tension de limitation, des circuits de compensation en T simple ou double (fig. 5-12 *c*) peuvent être introduits en série avec le circuit limiteur. Les seuils positif et négatif peuvent à volonté être rendus différents en choisissant des diodes différentes. Il est intéressant de signaler qu'en choisissant le seuil de limitation très proche de la tension maximale de sortie de l'amplificateur ($\frac{1}{2}$ V en dessous de V_{Smax} par exemple), on parvient à éviter la saturation de l'amplificateur et par conséquent à réduire notablement le temps de reprise après surcharge.

Protection contre les courts-circuits en sortie.

Certains amplificateurs opérationnels (tels les µA 741 ou LM 101 par exemple) sont protégés intérieurement contre les surcharges et courts-circuits pouvant se produire au niveau de la sortie. D'autres comme le 709 acceptent des courants de court-circuit accidentels de durée limitée (5 secondes à la température ambiante de 25°C). Mais certains autres (µA 702 ou TAA 241) ne comportent aucun dispositif de protection. Que le circuit aval soit le siège d'un court-circuit, même temporaire, et c'est la catastrophe : destruction de l'amplificateur.

Par ailleurs il peut arriver que la charge comporte une forte composante capacitive (cables coaxiaux de liaison par exemple) et l'on se souvient qu'un condensateur déchargé se comporte pour un signal à front raide comme un véritable court-circuit. Il sera donc souvent nécessaire de protéger les amplificateurs opérationnels contre ces risques.

La méthode la plus simple consiste en la mise en série avec la charge de l'amplificateur d'une résistance R dont la valeur, ajoutée à celle de la résistance de sortie propre à l'amplificateur R_S, limite

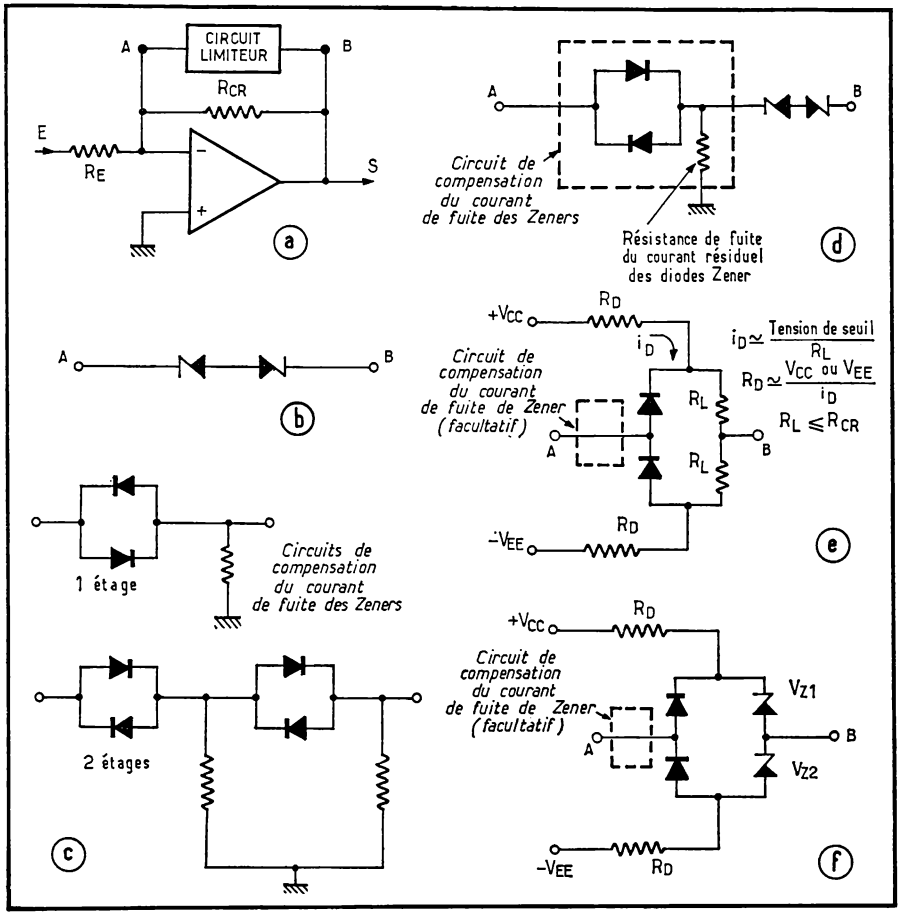


Fig. 5-12. — La tension de sortie d'un amplificateur opérationnel peut être limitée au moyen d'un circuit non linéaire présentant un seuil introduit en série avec la contreréaction. (a) De simples diodes de Zener peuvent être employées. (b) Mais il est bon de compenser leur courant de fuite au moyen de l'un des montages (c) ce qui conduit aux circuits (d, e et f).

le courant de sortie à la valeur maximale spécifiée par le constructeur $I_{S\ maximale}$ (fig. 5-13). Cette résistance peut être extérieure (a) ou intérieure (b) à la boucle de contreréaction. Cette dernière solution étant souvent la meilleure ; il ne faudra toutefois pas oublier de tenir compte de la présence de la résistance de protection dans le calcul du gain.

Pour le cas particulier de la charge à forte composante capacitive, une bonne solution consiste à augmenter la durée des fronts de montée et de descente des signaux de sortie en plaçant un condensateur d'une valeur égale à environ un dixième de la capacité de la charge entre la borne de post-compensation en fréquence et la masse (fig. 5-13 *c*). Cela revient à diminuer le *slew-rate* et par conséquent à diminuer la bande passante de l'amplificateur.

Commande de circuits de logique.

Il est fréquent que des montages à amplificateurs opérationnels (comparateurs, multivibrateurs, monostables, triggers, etc.) soient amenés à commander des ensembles logiques équipés de circuits soit à composants discrets, soit, plus fréquemment intégrés. Il importe alors de conformer les signaux de sortie aux exigences de la logique particulièrement en ce qui concerne les niveaux logiques, 1 et 0. Il est donc alors nécessaire d'écrêter les signaux de sortie à ces deux valeurs.

Le système le plus courant consiste en l'emploi de diodes, l'une ramenée à la tension d'alimentation de la logique + V_{CC} (logique) pour écrêter les alternances positives et l'autre à la masse pour les alternances négatives. Une résistance de valeur convenable (laquelle dépend des caractéristiques respectives de l'amplificateur et de la logique pouvant être montée en série avec la sortie (fig. 5-14 *a*). Dans le cas particulier d'amplificateurs dont le circuit de sortie ne comporte pas un pseudo-push-pull mais un unique transistor (genre 702 par exemple) la diode d'écrêtage pourra être montée entre la borne prévue pour la post-compensation en fréquence et la source V_{CC} (logique) (b).

Certains amplificateurs opérationnels admettent une vaste gamme de tensions d'alimentation, pourquoi ne pas les alimenter, pour la source positive, avec la même source que la logique, la tension de la source négative étant déterminée en conséquence. Il n'y a plus alors qu'à écrêter les alternances négatives du signal de sortie.

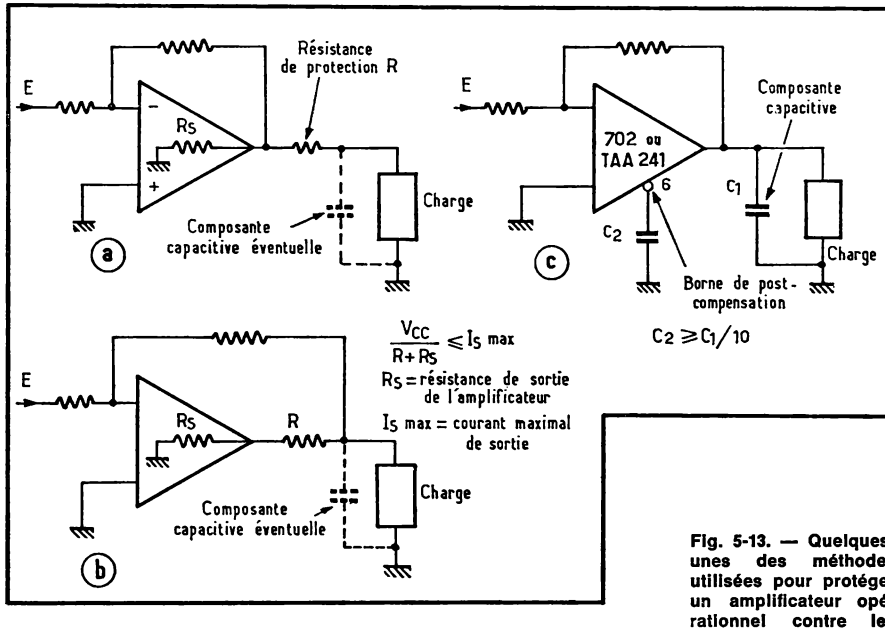


Fig. 5-13. — Quelques-unes des méthodes utilisées pour protéger un amplificateur opérationnel contre les surcharges : une résistance R est introduite en série avec la charge, cette résistance peut être extérieure (a) ou intérieure (b) à la boucle de contreréaction. Dans le cas particulier des surcharges dues à la composante capacitive de la charge on peut également diminuer le slew-rate **en plaçant un condensateur entre la borne de post-compensation et la masse (c).**

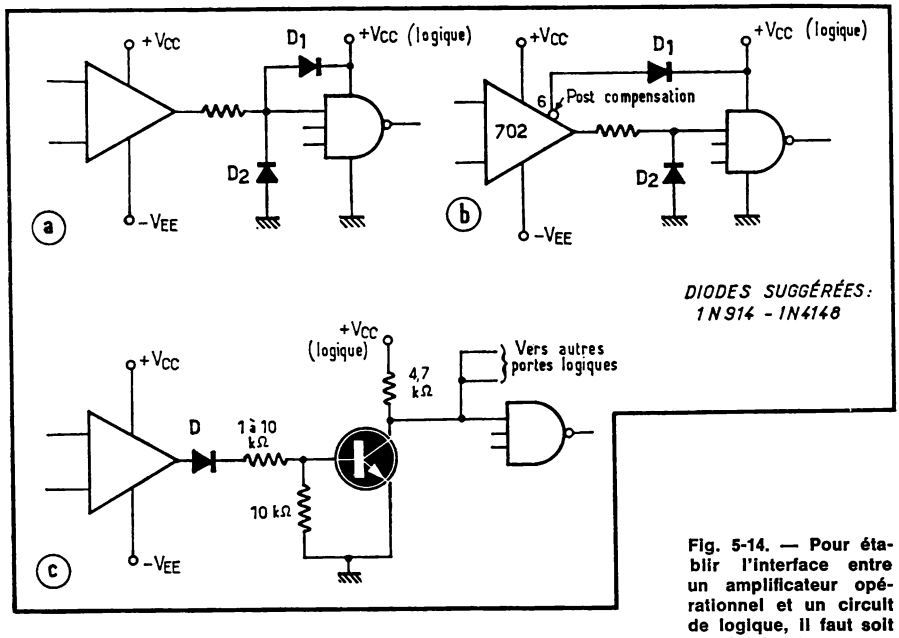


Fig. 5-14. — Pour établir l'interface entre un amplificateur opérationnel et un circuit de logique, il faut soit écrêter le signal de sortie (a et b), soit faire appel à un étage intermédiaire (c).

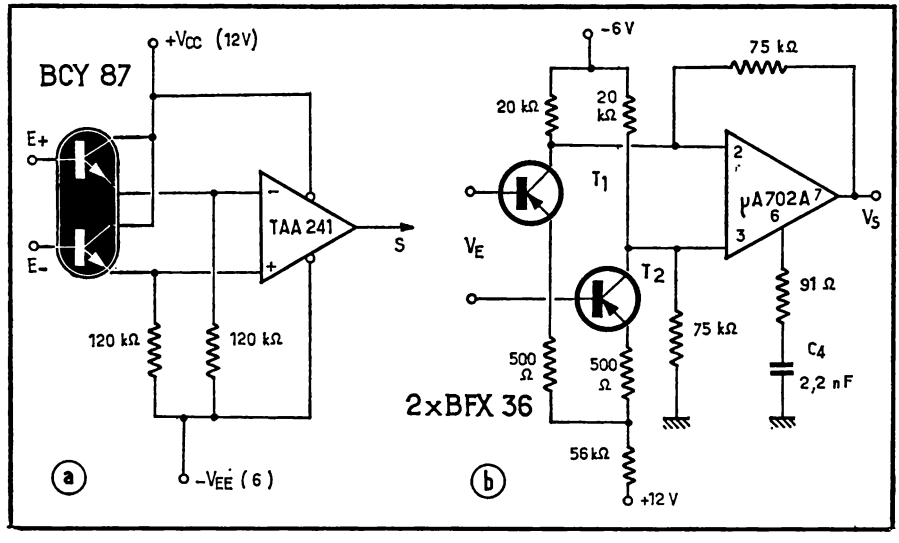


Fig. 5-15. — Un moyen simple pour augmenter l'impédance d'entrée d'un amplificateur opérationnel est de le faire précéder d'un étage symétrique à collecteur commun (a) ou encore d'une « paire à longue queue » (b) équipés de transistors à faible bruit (Doc. R.T.C. et Fairchild).

Une autre méthode consiste en l'emploi d'un transistor monté en inverseur logique (saturé pour le niveau logique « bas ») avec interposition d'une diode en série avec sa résistance de base de manière à arrêter les alternances négatives qui, en l'absence de cette protection, pourraient bien conduire au claquage de la diode base-émetteur du transistor, car on sait que dans les transistors du type planar — les plus employés de nos jours — la jonction d'émetteur claque couramment pour une tension comprise entre 5 et 7 V (fig. 5-14 *c*). Cette dernière solution présente l'avantage de permettre un éventail de sortie (fan-out) plus important.

Augmentation de l'impédance d'entrée.

Partant d'un amplificateur opérationnel classique, le 709 bien connu par exemple, il est divers moyens pour en augmenter l'impédance d'entrée.

— L'adjonction d'une paire d'étages en collecteur commun par exemple ou d'une « paire à longue queue » équipés de transistors à faible bruit, selon les schémas de la figure 5-15 permet d'augmenter l'impédance d'entrée dans un rapport 2 ou 3.

Une autre méthode extrêmement judicieuse consiste à faire précéder l'amplificateur opérationnel par un étage symétrique équipé de transistors à effet de champ selon l'un des schémas de la figure 5-16.

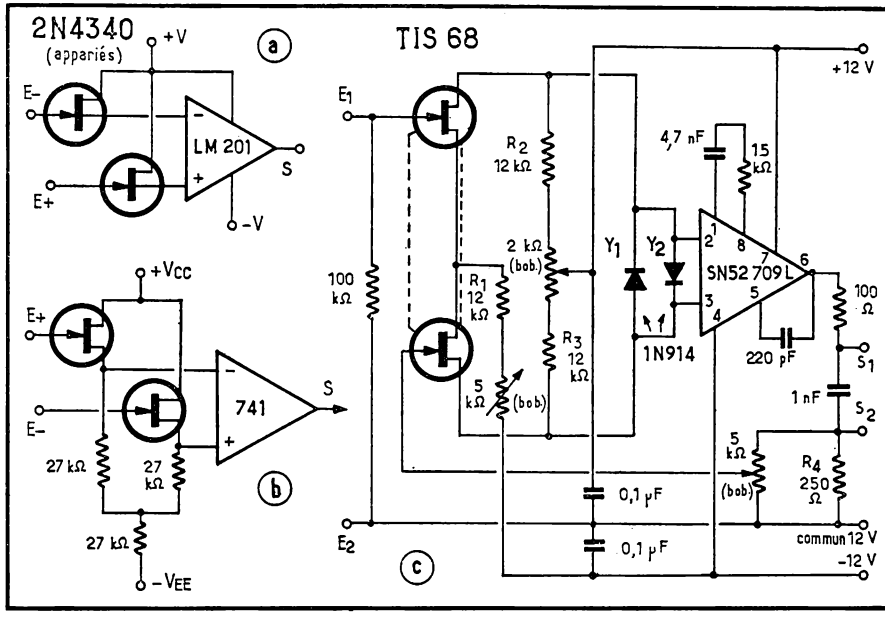


Fig. 5-16. — Une très haute impédance différentielle d'entrée peut être obtenue par l'emploi d'étages préamplificateurs à transistors à effet de champ (a et b). Ce principe est mis à profit dans le montage (c) d'un convertisseur tension-courant (Doc. Texas Instruments).

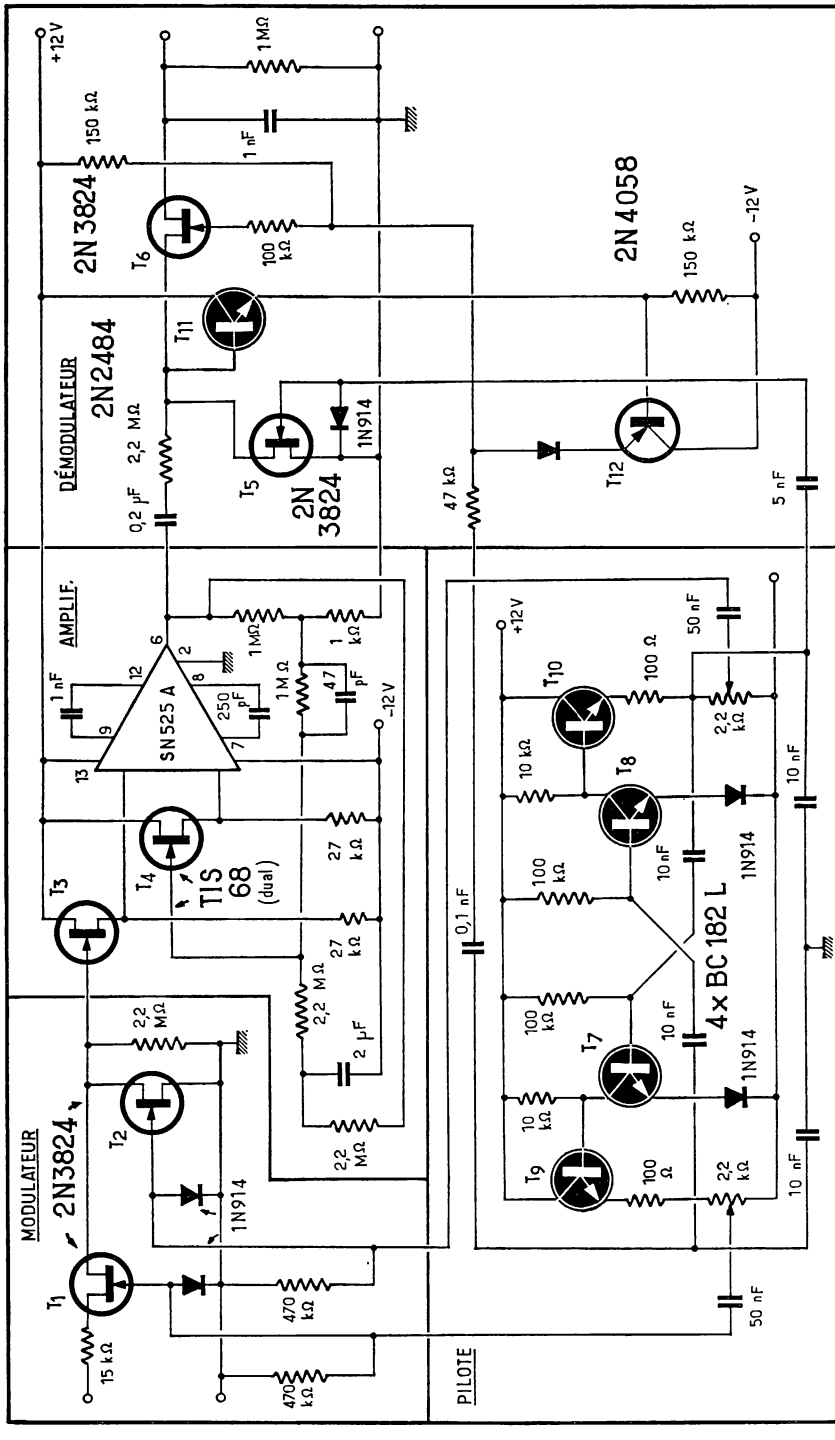


Fig. 5-17. — Six transistors à effet de champ plus six transistors bipolaires transforment un amplificateur opérationnel classique en amplificateur à chopper de très haute impédance d'entrée et faible dérive.

Le schéma *b* que met en œuvre le microcircuit 2741 *(Amelco)* paraît le meilleur, car en même temps que l'on améliore l'impédance d'entrée qui, selon les transistors à effet de champs utilisés, peut atteindre de plusieurs dizaines à plusieurs milliers de mégohms, on diminue notablement le courant de décalage d'entrée qui, lui, tombe à quelques nanoampères ou même quelques centaines de picoampères. Le schéma du convertisseur tension-courant de la figure 5-16 *c* est fondé sur le même principe : sa résistance d'entrée n'est fonction que de la valeur de la résistance R_1. Il va sans dire que la stabilité de l'ensemble en fonction de la température dépend autant des qualités des éléments passifs que de celles des éléments actifs (amplificateur opérationnel et transistors). En particulier, les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 devront être des modèles de très bonne précision et à très haute stabilité (10^{-6}/°C).

Cependant, la dérive en fonction de la température des transistors à effet de champ double tous les 10°C. C'est pourquoi il est préférable si l'amplificateur doit être appelé à fonctionner dans des conditions rigoureuses de température avoir recours à d'autres montages : chopper, bootstrap, préamplificateur régulé en température, etc.

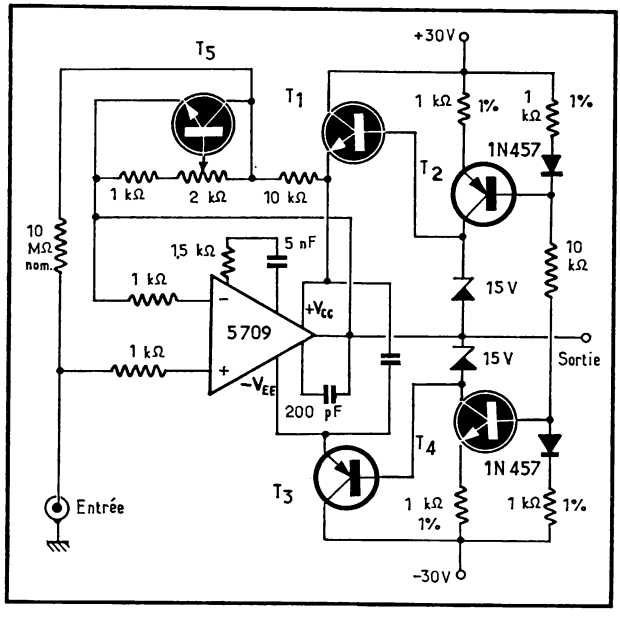


Fig. 5-18. — Une compensation du courant de décalage d'entrée stabilisé par transistor combinée à un dispositif d'alimentation flottante conférent à ce montage une très haute impédance d'entrée (1000 MΩ) (Doc. Signetics).

Un amplificateur à très faible dérive — moins de 0,1 μV/°C — peut être obtenu à partir d'un amplificateur opérationnel en circuit intégré très ordinaire si on le fait fonctionner en amplificateur à découpage (fig. 5-17). L'impédance d'entrée de l'amplificateur (ici un SN525A de *Texas Instruments*) est portée à plusieurs méghoms grâce à une paire de transistors à effet de champ, Q_3 et Q_4, soumis à un fort taux de contreréaction pour en rendre les dissymétries négligeables. Un

chopper (transistors Q_1 et Q_2), placé à l'entrée, découpe le signal à la fréquence du multivibrateur pilote (Q_7 à Q_{10}). Le signal de sortie est démodulé au moyen d'un montage analogue, piloté par des transistors bipolaires (Q_{11} et Q_{12}), dont le rôle est d'éviter que la grille du transistor à effet de champ série (Q_6) soit polarisée dans le sens de la conduction pour les fortes valeurs négatives de la tension de sortie.

Dans le montage de la figure 5-18, le dispositif d'alimentation est rendu flottant au moyen d'un montage comportant les transistors Q_2 et Q_4 fonctionnant en sources à courant constant. Ceux-ci alimentent les

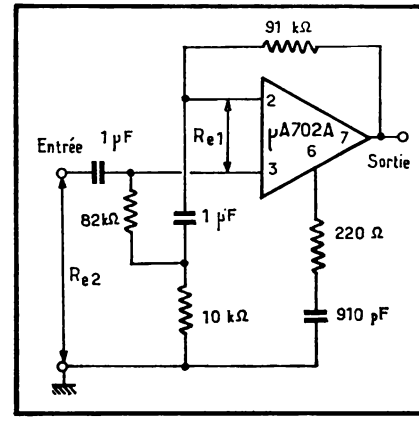


Fig. 5-19. — Le montage bootstrap conduit également à une haute impédance d'entrée.

bases des transistors Q_1 et Q_3 dont les collecteurs sont raccordés à la sortie, à travers des diodes Zener, de telle sorte que l'alimentation de l'amplificateur opérationnel varie avec la tension de sortie. Grâce à ce dispositif et grâce encore au montage particulier de contreréaction, comportant le transistor Q_5 pour la compensation du courant d'entrée, ce montage, proposé par *Signetics*, présente une résistance d'entrée de l'ordre de 1 000 MΩ.

C'est à l'emploi d'un montage du type « bootstrap » que le schéma de la figure 5-19 doit sa haute impédance d'entrée en alternatif. Si nous appelons R_{e1} la résistance d'entrée de l'amplificateur normalement monté, R_{e2} la résistance d'entrée du montage « bootstrap », G_O le gain en boucle ouverte et G le gain en boucle fermée, gain dont l'expression est approximativement

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

l'impédance d'entrée du montage « bootstrap » devient :

$$R_{e2} = R_{e1} \frac{G_O}{G}$$

Avec les valeurs portées sur le schéma, la résistance d'entrée est de 2 MΩ pour un gain égal à dix.

Le circuit intégré μA 726 (*Fairchild*) est un double transistor compensé en température au moyen d'un montage régulateur intégré

sur le même substrat. En faisant précéder un classique μA 709 d'un amplificateur à deux étages, une « paire à longue queue » (premier μA 726), suivi d'un collecteur commun (second μA 726), on obtient un amplificateur dont le gain en boucle ouverte est de $3 \cdot 10^6$, dont le courant de décalage d'entrée ne dépasse pas 10 nA et dont la dérive en fonction de la température atteint à peine 0,2 μV/°C (fig. 5-20). Le transistor double BFX99 monté en série avec les émetteurs du premier étage constitue la source à courant constant du montage différentiel d'entrée.

Diminution de l'impédance de sortie - Buffers.

Deux autres paramètres des amplificateurs opérationnels peuvent être également améliorés. Il s'agit de la résistance de sortie qui peut être diminuée et du courant de sortie qui peut être augmenté.

Certains amplificateurs opérationnels intégrés tel le 702 ou le TAA 241 (R.T.C.) ne sont munis en sortie que d'un étage à collecteur commun. Afin de réduire la puissance dissipée dans l'amplificateur, on a volontairement réduit le courant de sortie au moyen d'une résistance d'émetteur de valeur relativement élevée. Il s'ensuit que le courant dans la charge pour les signaux de grande amplitude de polarité négative est naturellement limité, alors que le transistor de sortie serait capable d'un débit plus important. Il est possible de remédier à cet

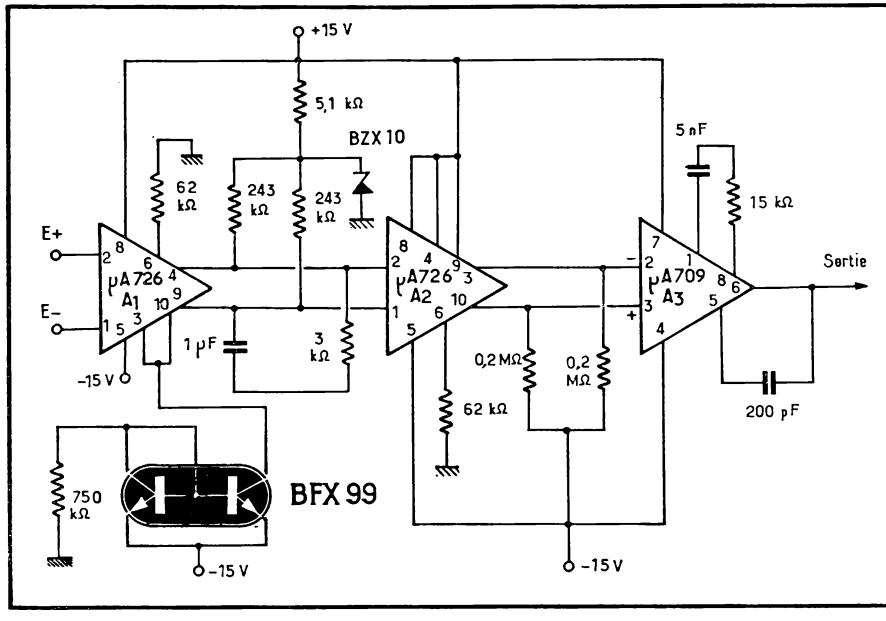


Fig. 5-20. — Une haute impédance d'entrée associée à une faible dérive sont obtenues grâce à l'emploi d'étages équipés de paires différentielles régulées en température μA 726 (Doc. Fairchild).

état de chose en shuntant la résistance d'émetteur intégrée de l'amplificateur par une résistance extérieure selon le schéma de la figure 5-21 *c*. Le gain sur la courbe tension de crête du courant de sortie en fonction du courant de sortie avec une résistance R de 0,5 kΩ est matérialisé par les courbes de la figure 5-21 *c*.

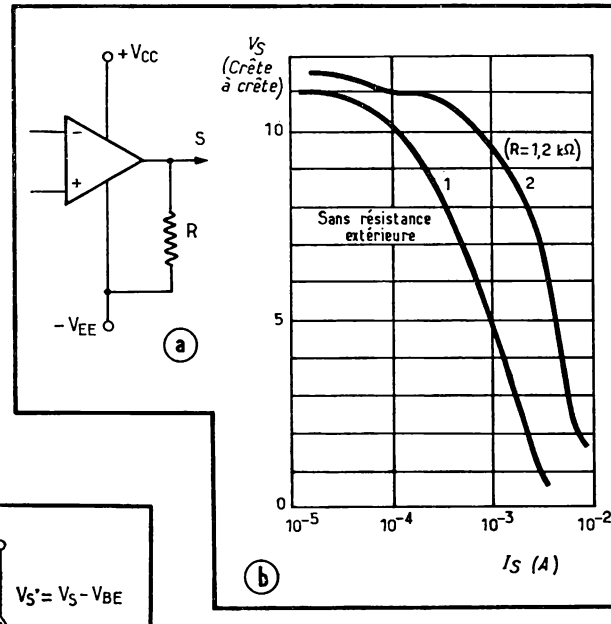


Fig. 5-21. — Pour augmenter le courant de sortie d'un amplificateur opérationnel équipé d'un étage de sortie à collecteur commun par transistor unique on peut doubler la résistance de sortie par une résistance extérieure (a). La courbe de la tension de sortie en fonction du courant délivré s'en trouve améliorée (b).

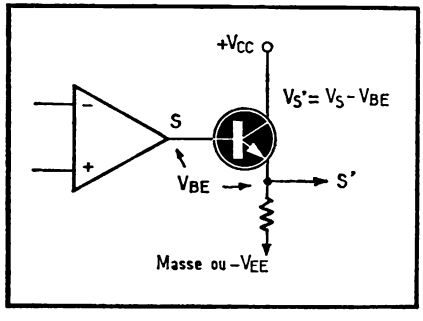


Fig. 5-22. — Un étage à collecteur commun peut être utilisé pour augmenter le courant de sortie délivré par un amplificateur opérationnel.

La résistance de sortie d'un amplificateur opérationnel, et par voie de conséquence son courant de sortie, peuvent être améliorés (résistance de sortie diminuée et courant disponible en sortie augmenté). Une solution simple et économique pour augmenter le courant de sortie d'un amplificateur opérationnel consiste en l'emploi d'un simple étage à collecteur commun (fig. 5-22). Mais ce montage n'est pas sans présenter quelques inconvénients. En effet, si on ramène la résistance de charge d'émetteur à — V_{EE}, on introduit alors une tension de décalage à la sortie égale au V_{BE} du transistor de sortie, ce qui interdit de faire entrer l'étage final dans la boucle de contreréaction, tout au moins du point de vue du continu. D'autre part, il n'est pas toujours souhaitable que la charge n'ait aucun point au zéro des alimentations. Si on ramène la charge d'émetteur à la masse, pour toute tension de sortie

inférieure à $+ V_{BE}$, le transistor de sortie est bloqué. Seuls sont transmis les signaux de sortie positifs. Ces deux montages peuvent néanmoins être utilisés dans certains cas particuliers.

Plus souvent, on aura recours, pour augmenter le courant de sortie d'un amplificateur opérationnel à un pseudo — push pull à transistors complémentaires dont la figure 5-23 *a* donne le schéma de principe. Ici encore pour des valeurs de la tension de sortie de l'amplificateur inférieures à la tension de diffusion de la diode base-émetteur des transistors de sortie ($V_{BE} \simeq 0{,}7$ V), ces transistors sont bloqués ; et il en découle une légère distorsion du signal de sortie, correspondant à une « zone morte » des tensions d'entrées. Mais cela n'est guère important car, comme dans ce montage la boucle de contreréaction peut être prise au point commun des émetteurs, cette distorsion se trouve ainsi corrigée par la contreréaction.

La zone morte d'entrée correspond en effet à un régime pour lequel la boucle de contreréaction est interrompue par l'état de blocage des transistors de sortie ; le gain est alors égal à celui en boucle ouverte. Supposons ce gain en boucle ouverte égal à 100 000 ; la zone morte ramenée à l'entrée correspond à $0{,}7/100\,000 = 7$ µV ce qui, dans la grande majorité des applications peut être considéré comme tout à fait négligeable (fig. 5-23).

Une autre solution consiste en l'emploi du montage mis en œuvre dans le booster NH 0002 (National Semiconductor) et dont la figure

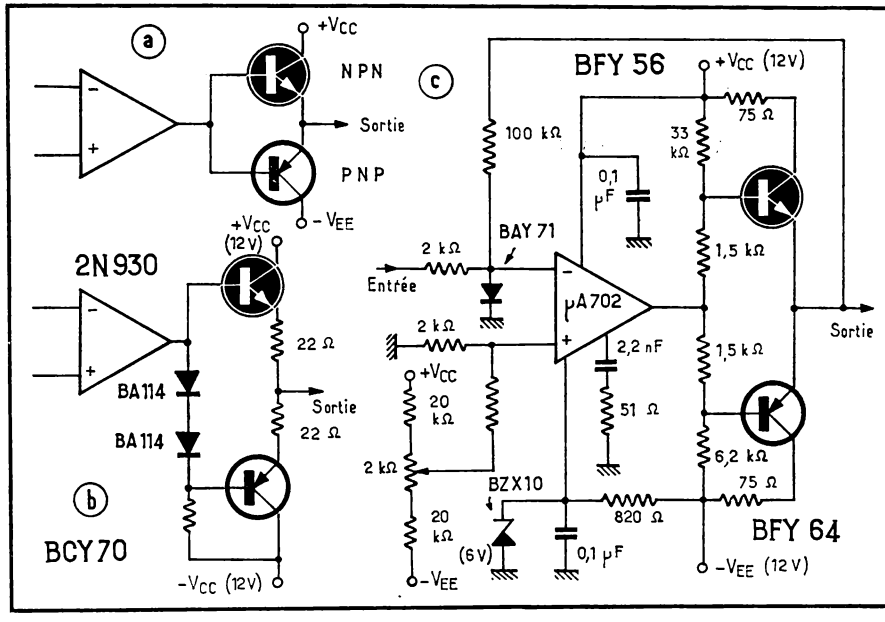


Fig. 5-23. — Un montage pseudo-push pull à transistors à symétrie complémentaire est le meilleur moyen pour diminuer la résistance de sortie d'un amplificateur opérationnel. (a) **Schéma de principe** (b et c) **Montages pratiques.**

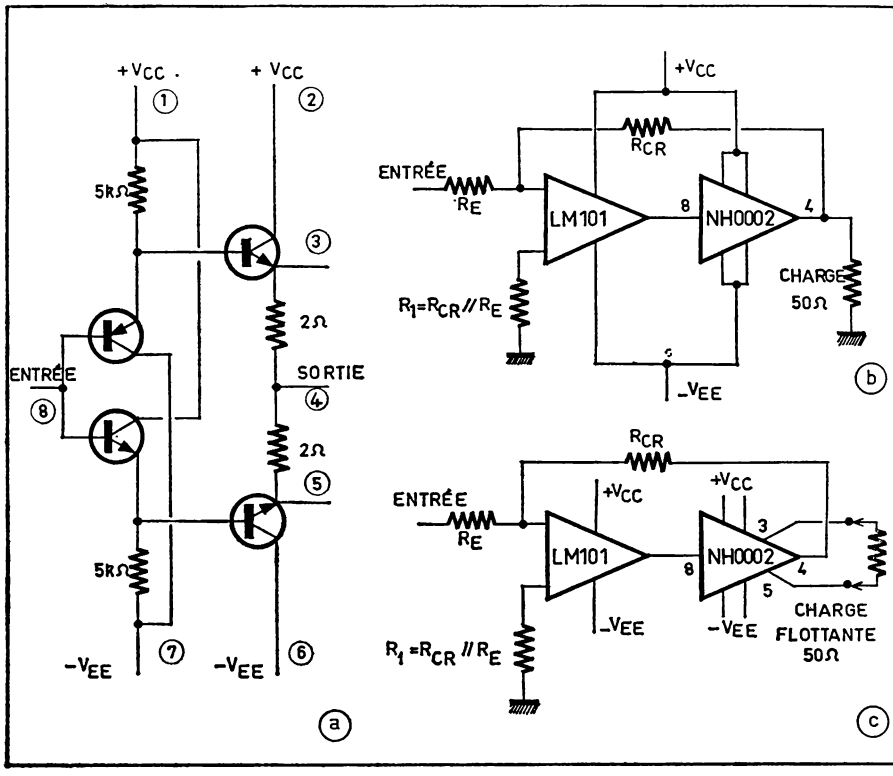


Fig. 5-24. — Schéma de principe du booster HN 0002 (N.S.C.) (a). **En** (b) **montage classique et** (c) **montage avec charge flottante.**

5-24 donne le schéma de principe. Il s'agit d'un push-pull de pseudo-Darlington à transistors complémentaires. Les types des transistors (intégrés dans le NH 0002) ne sont naturellement pas indiqués sur le schéma. Nous avons personnellement réalisé le montage avec des 2 N 1711 pour les p-n-p et des 2 N 2905 pour les p-n-p. Les caractéristiques du montage sont les suivantes :

— Impédance d'entrée : 200 kΩ
— Impédance de sortie : 6 Ω
— Courant maximal de sortie : ± 200 mA
— Tension maximale d'alimentation : ± 20 V
— Tension maximale de sortie : ± 11 V

De plus, les émetteurs des transistors de sortie étant accessibles il est possible de brancher à leurs bornes une flottante ; dans ce cas il faudra cependant prélever le signal de contreréaction de la boucle formée par l'amplificateur opérationnel et le booster sur la prise médiane de la résistance placée entre les émetteurs.

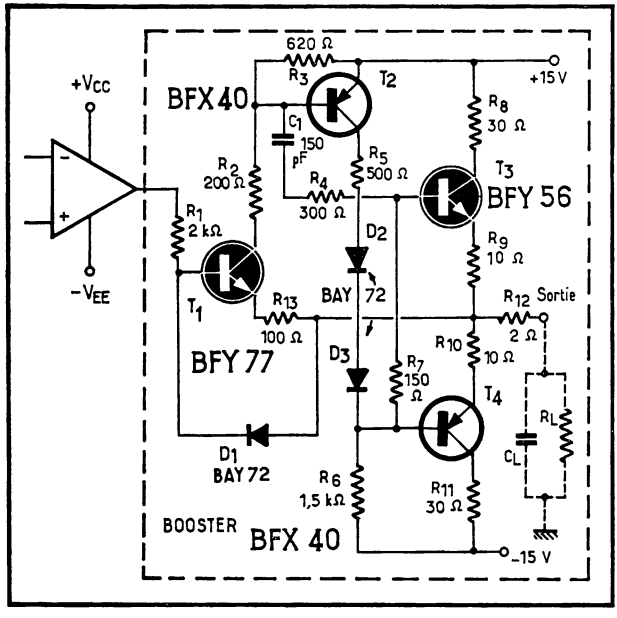


Fig. 5-25. — C'est grâce à une contre-réaction totale que ce booster est pratiquement exempt de distorsion de commutation (Doc. Fairchild).

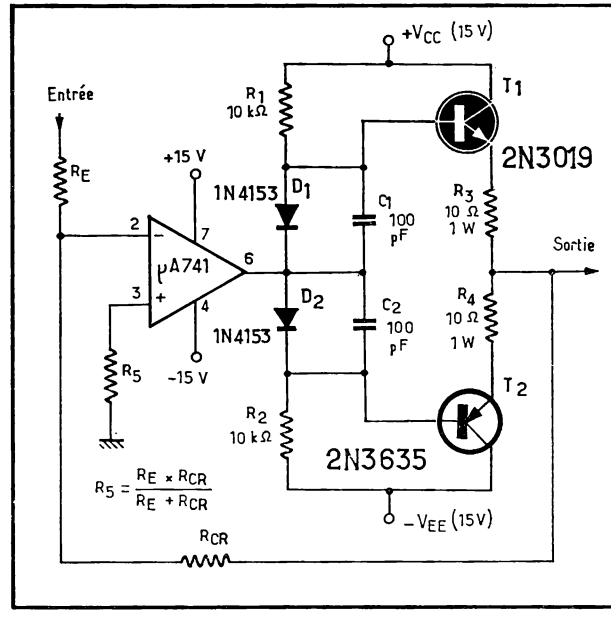


Fig. 5-26. — La distorsion de commutation peut être évitée par l'emploi des diodes D_1 et D_2 ; la chute de tension directe aux bornes de ces diodes compense la tension V_{BE} des transistors qui conduisent un peu avant l'inversion de polarité du signal de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Dans le montage de la figure 5-25, on a préféré prévenir que guérir : la distorsion de commutation (crossover distortion) est évitée en rendant les transistors à symétrie complémentaire de l'étage pseudo — push pull de sortie conducteurs un peu avant l'inversion de polarité du signal qui leur est appliqué au moyen des diodes D_1 et D_2 polarisées en direct par le courant fourni à travers les résistances R_1 et R_2.

Une solution plus élaborée consiste en l'addition, à la suite de l'amplificateur opérationnel, d'un amplificateur de gain en tension égal à l'unité mais présentant un gain de puissance confortable (fig. 5-26). Dans ce montage une contreréaction totale entre la sortie et l'entrée du booster (émetteur du transistor d'entrée connecté à la sortie) permet d'avoir un gain en tension en boucle fermée égal à l'unité tout en minimisant les distorsions de commutation entre les transistors de sortie. Il est également possible d'alimenter le montage « booster » sous des tensions supérieures à celles de l'amplificateur opérationnel d'entrée et de conférer à ce montage un léger gain de tension de manière à augmenter simultanément la tension et le courant de sortie : nous aurons ainsi construit un véritable amplificateur de puissance, capable d'actionner, par exemple, des haut-parleurs. Nous obtenons de cette manière des amplificateurs à haute fidélité qui, s'ils présentent l'inconvénient d'exiger une double alimentation, peuvent se passer de condensateur de liaison en sortie. Etant donné le gain élevé en boucle ouverte de l'ensemble, le taux de contreréaction nécessaire est très élevé ce qui permet une correction presque parfaite des caractéristiques électriques des haut-parleurs. Quelques exemples d'amplificateurs de puissance opérationnels pouvant être utilisés dans le domaine audio sont reproduits à la figure 5-27. Précisons que, bien qu'ils puissent être utilisés avec profit comme amplificateurs haute fidélité, ces montages *sont avant tout des amplificateurs opérationnels* et peuvent recevoir les mêmes applications que ces derniers.

Bibliographie

Amplificateurs Op. Troisième partie : Applications. — R. DUGÉHAULT. Electronique Professionnelle. Janvier 1971.

Amplificateurs Opérationnels. — M.F. TOUTAIN DE BUSSY. Document Imex France.

Drift Compensation Techniques for Integrated DC Amplifiers. — R.J. WILDAR. Notice technique N° AN 3. National Semiconductor (Agent en France : Générim).

Linear IC's : Part 6, Compensation for Drift. — Robert J. WILDAR. Electronics. 5 février 1968.

Notions sur les amplificateurs opérationnels. — C.V. WEDEN. Orbit. Juin 1967.

Ce qu'il faut savoir pour bien utiliser un amplificateur opérationnel. Mesures. — Août-septembre 1970.

FET's Improve IC Op Amp Performances. Norman MAZEN. E.E.E. Janvier 1970.

FET's Ride Op Amp Gain Minimize Offset Voltages. — Lewiw J. NEWMIRE. Electro Technology. Mars 1970.

High Performance IC FET. — Input Op Amp. — Douglas R. SULLIVAN et Modesto A. MAIDIQUE. Analog Dialogue (Publication Analog Device). Décembre 1970.

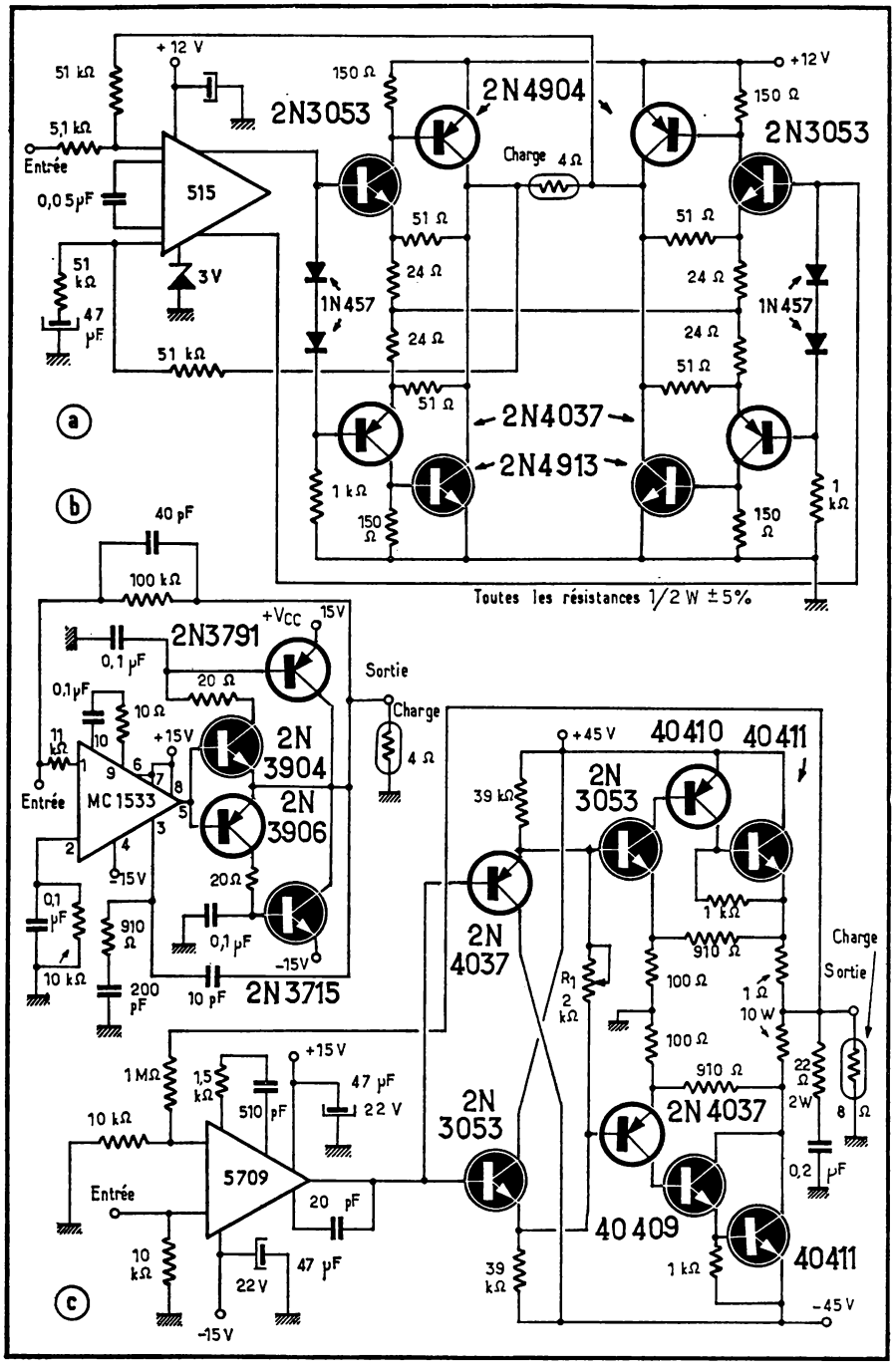


Fig. 5-27. — Quelques schémas d'amplificateurs opérationnels de puissance pouvant être utilisés pour la reproduction audio-fréquence. (a) 10 W, (b) 20 W et (c) 100 W. (Doc. Motorola et Signetics).

FET Input reduces Op Amp's Bias and Offset. — Terrance Mc CAFFREY et Randy BRANDT. Electronics. Décembre 1970.

Boost Op Amp Power in AC Circuits. — Electronic Design. Janvier 1971.

Do Your IC Op Amp Act Like Fuses. — Eugen R. HNATEK. Electronic Design. 4 mars 1971.

Exemples d'application de l'amplificateur opérationnel TAA 241. Bulletin Technique R.T.C. N° 32. 1968.

Ainsi que les documentations et notes d'application des Ets MOTOROLA, FAIRCHILD, TEXAS INSTRUMENTS, SIEMENS, R.T.C. SIGNETICS, etc.

CHAPITRE 6

COMPENSATION EN FRÉQUENCE

Nous avons, au chapitre premier, abordé succinctement le sujet de la réponse en fréquence des amplificateurs opérationnels ; il est maintenant temps d'étudier cette importante question d'un peu plus près. Toutefois, ce sujet étant très vaste, nous ne pouvons ici que le traiter d'une manière générale et prions le lecteur désireux de l'approfondir davantage de se reporter aux notices et notes d'application des constructeurs ainsi qu'aux articles et ouvrages cités en référence.

Conditions de stabilité d'un amplificateur soumis à une contreréaction.

La formule générale donnant le gain en boucle fermée G d'un amplificateur de gain en boucle ouverte G_0 soumis à un taux de contreréaction β est de la forme :

$$G = \frac{G_0}{1 + \beta G_0}$$

formule qui devient, si nous tenons compte du fait que l'amplificateur et le réseau de réaction sont capables d'introduire un déphasage variable en fonction de la fréquence :

$$G(\omega) = \frac{G_0(\omega)}{1 + \beta(\omega)\, G_0(\omega)}$$

dans laquelle G (ω) est le gain en boucle fermée pour la pulsation $\omega = 2\pi f$, G_0 (ω) le gain en boucle ouverte et β (ω) le facteur de contre-réaction pour la même pulsation. Pour que l'amplificateur soit stable, il vient immédiatement à l'esprit que pour aucune valeur de ω le terme $1 + G_0 (\omega) \cdot \beta (\omega)$ ne doit s'annuler car on aurait alors $G (\omega) = \infty$, ce qui signifierait que la somme des déphasages apportés par l'amplificateur $\varphi_1 (\omega)$ et par le réseau de contreréaction $\varphi_2 (\omega)$ est égale à 180° et que par conséquent la contreréaction pour la pulsation ω s'est muée en réaction et l'ensemble transformé en oscillateur.

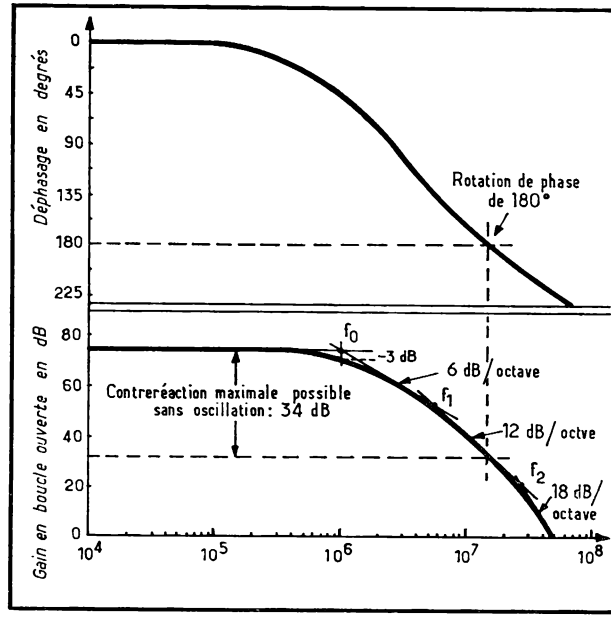


Fig. 6-1. — Diagramme de Bode et courbe φ = f (f) d'un amplificateur opérationnel en boucle ouverte (μA 702 Fairchild).

Examinons les courbes de la figure 6-1 qui comporte sur un même graphique la courbe de réponse en fréquence (diagramme de Bode) et celle du déphasage en fonction de la fréquence d'un amplificateur opérationnel μA 702 non compensé en fréquence. Sur la courbe de réponse en fréquence nous avons porté les tangentes correspondant respectivement à une chute de gain de 6, 12 et 18 dB par octave dont les intersections correspondent à la fréquence de coupure f_0 (chute de gain de 3 dB) et aux fréquences de « cassure » de la courbe f_1 (amorce de la chute de gain de 12 dB par octave) et f_2 (18 dB par octave).

A partir du point 180° de la courbe de phase, nous abaissons la perpendiculaire à l'axe horizontal — laquelle coupe la courbe du gain en un point A qui détermine pour quelle fréquence (*f*) et quel taux de contreréaction purement réelle (c'est-à-dire n'apportant pas de déphasage) le montage commencera à devenir instable. Ce taux de contre-

réaction, exprimé en décibels, est égal à la différence entre le gain continu en boucle ouverte et en gain en boucle fermé pour lequel la fréquence f subit un déphasage de 180°.

La phase du gain en boucle ouverte est liée à la pente de décroissance du gain en fonction de la fréquence (exprimée en décibels par octave) par la relation :

$$\varphi \simeq \frac{\pi}{12}\left(\frac{dG_0}{df}\right)$$

φ = le déphasage étant exprimé en radians et $\frac{dG_0}{df}$ en décibels par octave. Ce qui nous montre que pour ne jamais atteindre le déphasage fatidique de 180° (π radians), il faut que $\frac{dG_0}{df}$ soit toujours inférieur à 12 dB.

Le réseau de contreréaction n'est pas toujours purement résistant. On peut même affirmer qu'il ne l'est jamais car on ne peut imaginer un montage pratique ne comportant aucune capacité ni aucune inductance parasite. Donc, même si on ne désire pas utiliser des réseaux de contreréaction complexes, il faut bien penser qu'ils le seront cependant toujours et se conserver une marge de déphasage confortable (puisque, souvenons-nous-en, les déphasages apportés par l'amplificateur et par le réseau de contreréaction s'ajoutent algébriquement). Ici intervient la notion de marge de phase.

Prenons deux exemples précis afin de nous faire mieux comprendre : soit un amplificateur dont la courbe de gain tombe régulièrement en fonction de la fréquence de 6 dB par octave, le déphasage maximal que nous aurons à constater sera :

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{12} \times 6 = \frac{\pi}{2} = 90°.$$

Si nous munissons cet amplificateur d'un réseau complexe de contreréaction, l'ensemble sera stable tant que le déphasage introduit par ce réseau sera inférieur à 90°. Nous disposons donc d'une marge de phase de 90°. Modifions la courbe de réponse en boucle ouverte (nous verrons comment un peu plus loin) pour que la chute du gain en fonction de la fréquence passe à 9 dB par octave : le déphasage maximal va passer à :

$$\varphi_2 = \frac{\pi}{12} \times 9 = \frac{3\,\pi}{4} = 135°$$

Pour rester stable, le montage en boucle fermée ne devra pas comporter de déphasage supplémentaire (apporté par le réseau de C.R.) supérieur à 45°. La marge de phase est alors de 45°. Lorsque la marge de phase diminue, on constate une augmentation du gain pour la fré-

quence correspondant à G_0 (ω) . β (ω) = 1. Cette augmentation du gain, ou suroscillation est d'autant plus accusée que la marge de phase est plus faible : c'est bien ce que montrent les courbes de la figure 6-2.

Diverses méthodes de compensation en fréquence.

Pour assurer la stabilité des montages mettant en œuvre des amplificateurs opérationnels, il importe de modifier leur courbe de réponse en fréquence — et par conséquent en phase — de manière que dans toute la bande transmise, la pente de décroissance du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence soit toujours inférieure à 12 dB par octave. On dispose pour ce faire de différents moyens :

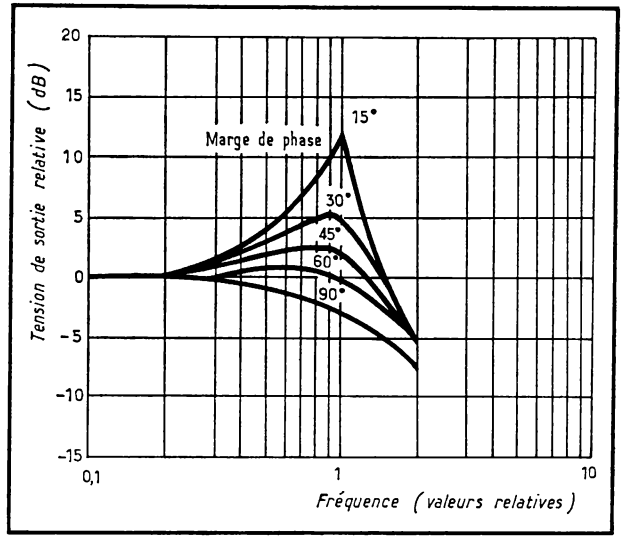


Fig. 6-2. — La suroscillation pour la fréquence correspondant à G_0 (ω). β (ω) = 1 est d'autant plus accusée que la marge de phase est plus faible.

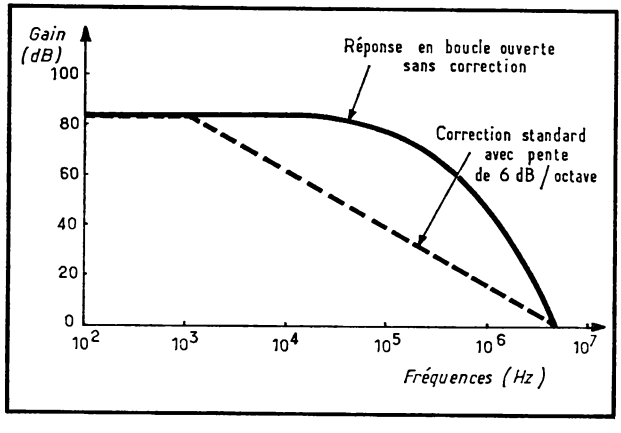


Fig. 6-3. — Courbe de réponse classique d'un amplificateur opérationnel corrigé en fréquence. Le gain décroît avec une pente de 6 db par octave.

— On peut dans certains cas se contenter de limiter le taux de contreréaction en le maintenant dans la gamme permise par le diagramme de la figure 6-1 ; cela revient en fait à une limitation de la bande passante.

— Limiter volontairement la bande passante en lui imposant une pente de décroissance de 6 dB par octave selon la courbe classique de la figure 6-3.

— Corriger la réponse en phase de l'amplificateur de manière à ne jamais atteindre la pente de 12 dB par octave.

En général, les constructeurs prévoient des bornes auxquelles doivent être raccordés des réseaux R.C. destinés à opérer les compensations en fréquence et indiquent au moyen de courbes les valeurs de ces éléments et leur action sur la bande passante. Nous en étudierons quelques exemples un peu plus loin.

D'autres amplificateurs comportent une compensation incorporée qui leur assure une excellente stabilité dans tous les cas de figure mais ne leur accorde aucune souplesse d'emploi quant à la réponse en fréquence, c'est par exemple le cas du μA 741 (Fairchild) et du LH 101 (National Semiconductor).

POST COMPENSATION - (LAG COMPENSATION).

Le principal facteur de limitation de la bande passante d'un amplificateur étant la présence de capacités parasites, le moyen le plus simple pour agir sur cette bande passante est d'augmenter la valeur de la capacité parasite existant aux bornes d'une résistance de charge de collecteur de l'un des étages de l'amplificateur, généralement au niveau de l'étage d'attaque du ou des transistors de sortie. On peut simplement dériver les fréquences élevées vers la masse au moyen d'un simple condensateur. Ce procédé est nommé Post Compensation (*lag compensation,* chez les Américains). Des amplificateurs opérationnels comme le μA 702 ou le 709 sont munis d'une borne prévue à cet effet (fig. 6-4). L'action d'un simple condensateur diminuant singulièrement la bande passante, on peut limiter son effet en l'associant en série avec une résistance (fig. 6-4). Le constructeur fournit les courbes de réponses : bande passante, tension maximale de crête à crête du signal de sortie pour différentes valeurs des éléments de compensation (fig. 6-4 *b*).

PRE-COMPENSATION (LEAD COMPENSATION).

Il est parfois plus avantageux, au lieu de limiter la bande passante, de corriger les déphasages internes sans modifier la fréquence de coupure f_O ; c'est ce qui est obtenu en plaçant un condensateur de faible valeur en parallèle sur la résistance R_8 du TAA 241 par exemple (fig. 6-5). A partir de f_O, le gain décroît avec une pente de 6 dB par octave, ce qui correspond en fait à une augmentation de la bande passante.

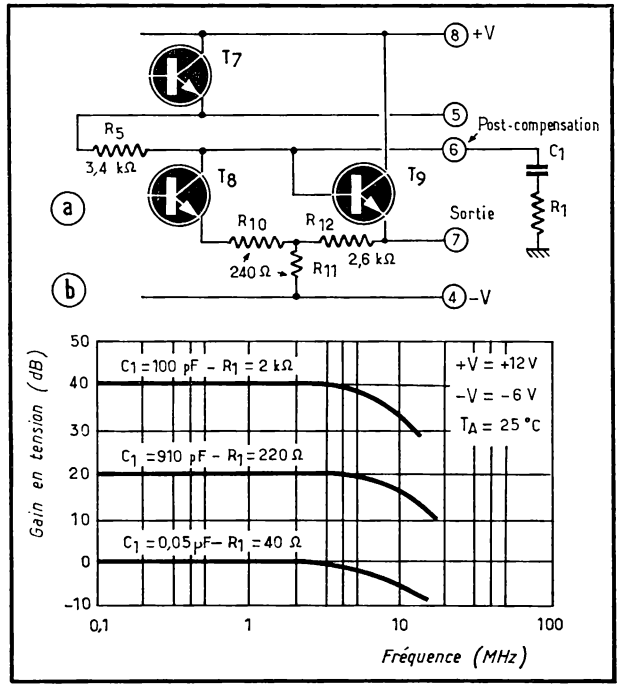


Fig. 6-4. — Le réseau de post-compensation d'un μA 702 dérive une partie des fréquences élevées vers la masse. En (b) courbes de réponses pour différentes valeurs de R_1 et de C_1.

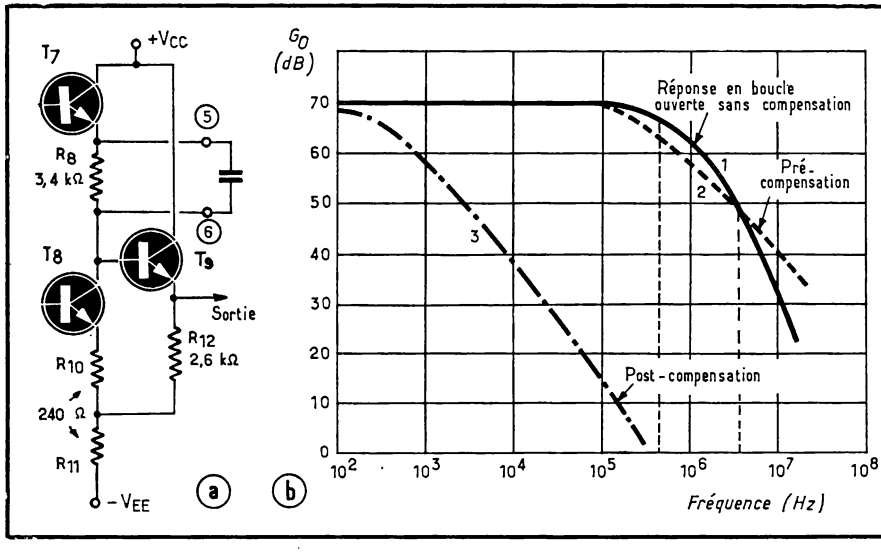


Fig. 6-5. — La pré-compensation du TAA 241 (analogue au μA 702) se branche en parallèle avec la résistance de charge d'émetteur du transistor de l'étage d'attaque du transistor de sortie (a). **La courbe 2 montre l'amélioration obtenue par rapport à la post-compensation (courbe 3)** (b). **(Doc. R.T.C.).**

COMPENSATION A MI-ETAGE.

Dans certains amplificateurs opérationnels, tel le 709, le LM101, ou le 841, des bornes sont prévues pour l'introduction d'une contre-réaction mettant en œuvre un condensateur, le plus souvent associé à une résistance série, a pour effet de diminuer la bande passante en boucle ouverte. Ce type de compensation est rarement utilisé seul, il est presque toujours associé à une compensation à la sortie mettant en œuvre un condensateur de faible valeur qui introduit également une contreréaction aux fréquences élevées appliquée aux étages de sortie de l'amplificateur. La figure 6-6 *b* reproduit quelques-unes des courbes de réponse obtenues pour diverses combinaisons des valeurs des éléments de compensation.

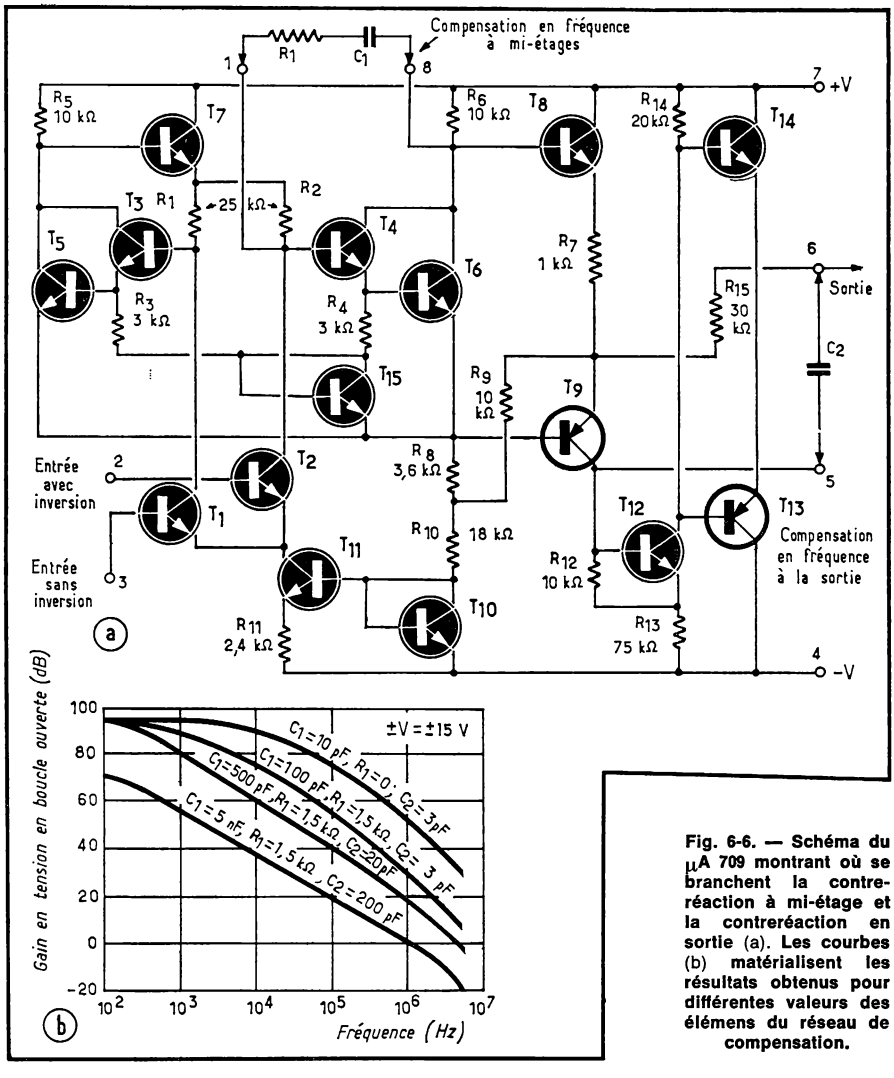
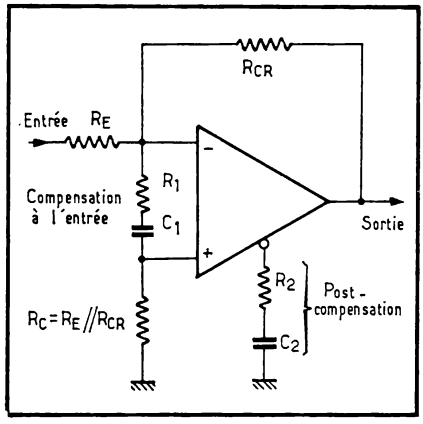


Fig. 6-6. — Schéma du μA 709 montrant où se branchent la contre-réaction à mi-étage et la contreréaction en sortie (a). Les courbes (b) matérialisent les résultats obtenus pour différentes valeurs des élémens du réseau de compensation.

COMPENSATION A L'ENTREE.

Au lieu de placer le réseau R.C. qui, dans la post-compensation, limite la bande passante à la sortie de l'amplificateur, on peut également

Fig. 6-7. — La post-compensation peut être également effectuée à l'entrée de l'amplificateur.



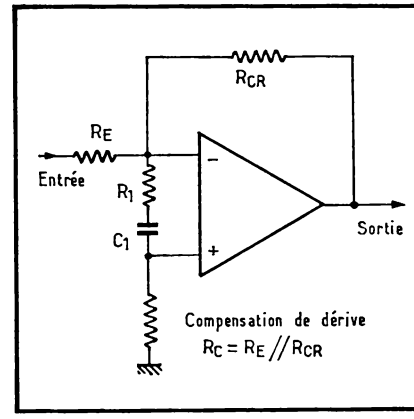


Fig. 6-8. — Une compensation mixte associe une post-compensation d'entrée à une autre de sortie.

effectuer cette limitation de la bande passante au moyen d'un réseau analogue placé entre les bornes d'entrée de l'amplificateur (fig. 6-7). Cela a pour effet d'améliorer la vitesse de variation du signal de sortie (*slew rate*) et par conséquent la tension maximale de crête à crête aux fréquences élevées. Dans le cas du 702 ou du TAA 241, les valeurs des éléments R_1 et C_1 de compensation peuvent être calculées en fonction des éléments de la boucle de contreréaction (fonctionnement en boucle fermée) selon les formules ci-après :

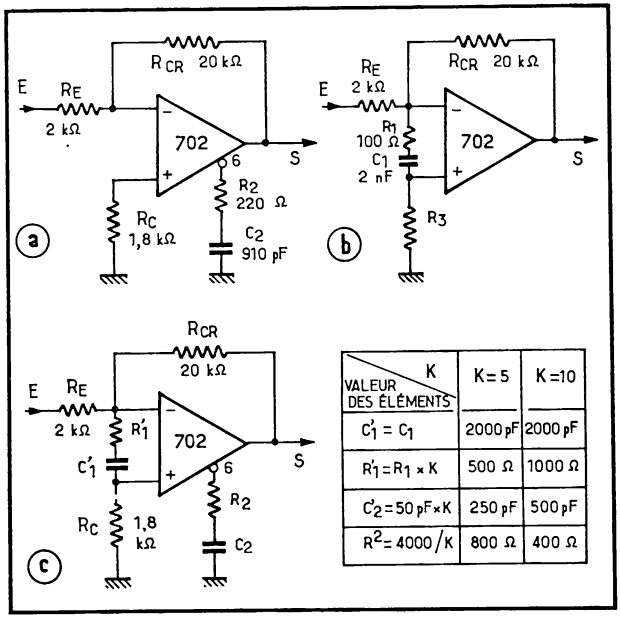
$$R_1 = 5R_{CR}$$

$$C_1 = \frac{R_{CR}}{25}$$

COMPENSATION MIXTE.

Ce type de compensation présentant l'inconvénient de détériorer la caractéristique de bruit de l'amplificateur, on utilise parfois une compensation mixte qui associe la compensation à l'entrée que nous venons de décrire à la post-compensation (fig. 6-8). On se fixe un rapport $K = \tau_1/\tau_2$ (τ_1 = constante de temps du réseau de compensation

à l'entrée = $R_1 \times C_1$ et τ_2 = constante de temps du réseau de compensation à la sortie $R_2 \times C_2$). On a ainsi la possibilité de choisir le compromis le plus intéressant pour l'utilisation prévue entre la largeur de la bande passante et la tension de bruit ramenée à l'entrée. A titre d'exemple, nous reproduisons ci-après les résultats obtenus avec la post-compensation classique, la compensation à l'entrée et la compensation mixte pour deux valeurs différentes de K et une même valeur du gain en boucle fermée de 20 dB (fig. 6-9).



K / VALEUR DES ÉLÉMENTS	K=5	K=10
$C'_1 = C_1$	2000 pF	2000 pF
$R'_1 = R_1 \times K$	500 Ω	1000 Ω
$C'_2 = 50\,pF \times K$	250 pF	500 pF
$R^2 = 4000/K$	800 Ω	400 Ω

Fig. 6-9. — Trois types de compensation pour un même gain en boucle fermée de 20 dB qui serviront à établir les comparaisons du tableau I.

TABLEAU 1

Type de compensation	Figure	Bruit ramené à l'entrée pour une bande passante de 1,57 MHz (μV eff)	Bande passante pour une pleine excursion de la tension de sortie à ± 5 V (kHz)	Vitesse de variation de la tension sortie (V/μs)
A la sortie	**6-9 a**	**14,8**	**10**	**0,35**
A l'entrée	**6-9 b**	**170**	**800**	**30**
Mixte :	**6-9 c**			
k = 10		**32**	**20**	**0,7**
k = 5		**53**	**40**	**1,5**

COMPENSATION « GLOBALE ».

C'est faute de terme français adéquat pour traduire le terme américain « *feed forward* » que nous avons nommé « globale » la méthode

de compensation de fréquence qui consiste à shunter par un petit condensateur la résistance R_{cr} de la boucle de contreréaction (fig. 6-10). La fréquence de coupure f_0 pour laquelle le gain en boucle fermée est tombé de 3 dB est aisément déterminée par la formule :

$$f_0 = \frac{1}{2\ R_{CR} \cdot C_{CR}}$$

Dans les amplificateurs du type LM 101 (National Semiconductor) ou SFC 2101 (Sescosem), cette compensation peut être complétée en ramenant la borne 1 sortie du premier étage non plus à la borne 8 (ce qui dans le montage classique correspond à une compensation à

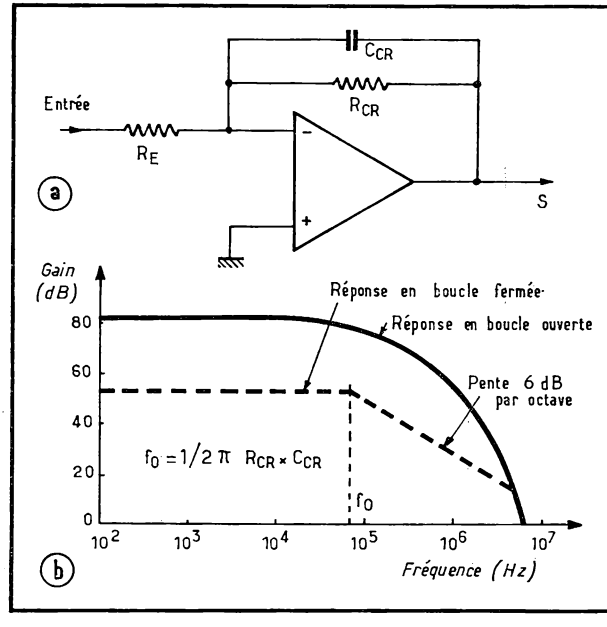


Fig. 6-10. — La correction en fréquence au moyen d'un petit condensateur branché en parallèle avec la résistance de contreréaction que nous avons baptisée « compensation globale ».

mi-étage, effectuée sur le second étage de l'amplificateur) mais à l'entrée inverseuse, ce qui constitue une contreréaction sur l'étage d'entrée (fig. 6-11). Cela a pour effet d'augmenter notablement la bande passante pour le gain unité, lequel passe de 1 MHz avec une compensation classique à 3,5 MHz avec, naturellement, une amélioration concomitante du *slew rate*, cela malgré une pente de décroissance de la caractéristique gain = f (fréquence) de 10 dB par octave (fig. 6-11 *c*).

COMPENSATION « DEUX POLES ».

Ce qui importe, nous le savons, c'est de ne jamais atteindre le déphasage de 180° qui transformerait la contreréaction en réaction. Or, faire décroître uniformément le gain de 6 dB par octave à partir

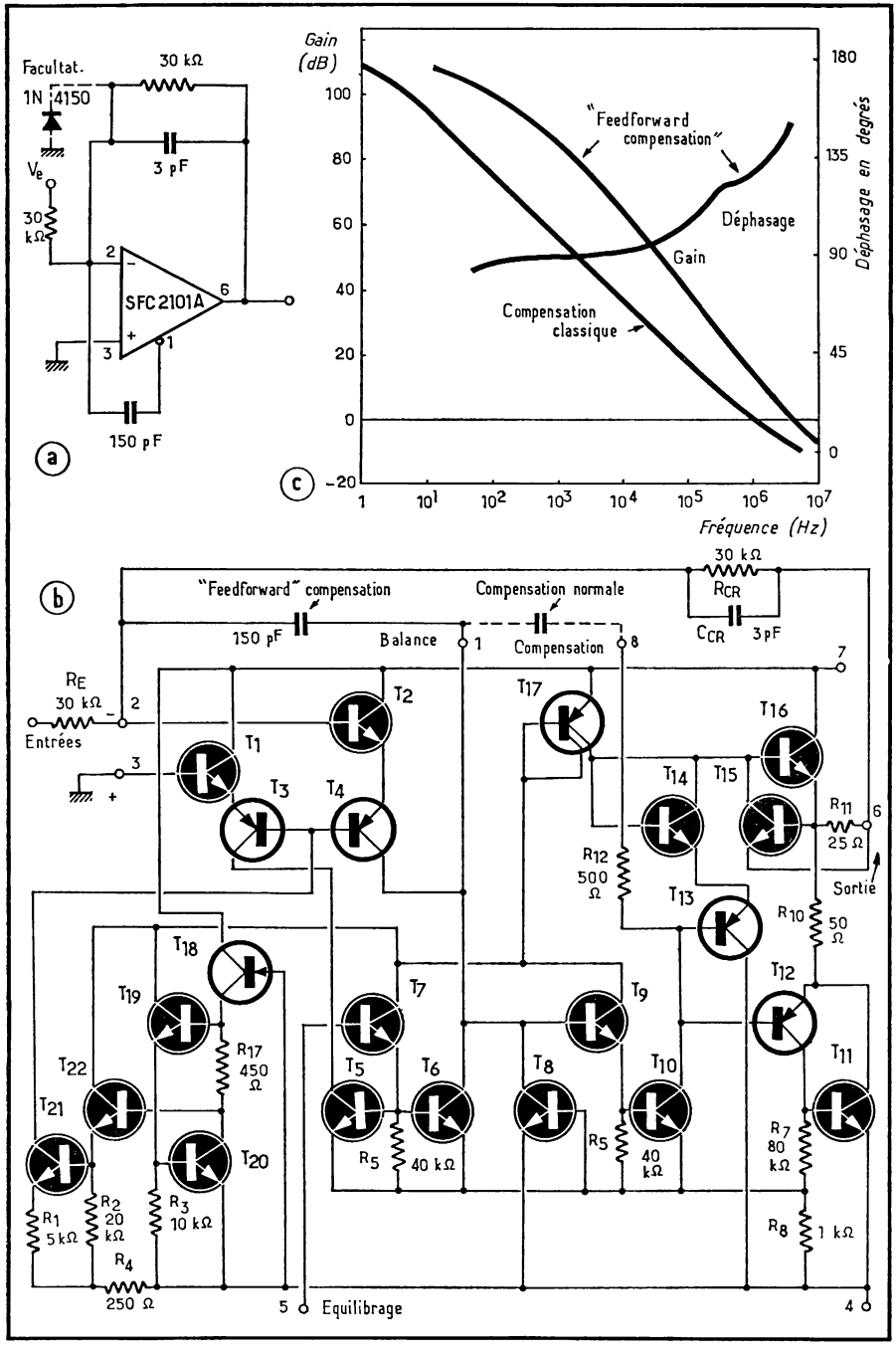


Fig. 6-11. — La compensation globale peut être complétée en remplaçant la compensation à mi-étage par une contreréaction sur l'étage d'entrée. Exemple du SF.C. 2101 Sescosem (analogue au LM 101). Les courbes (c) permettent de comparer les résultats obtenus.

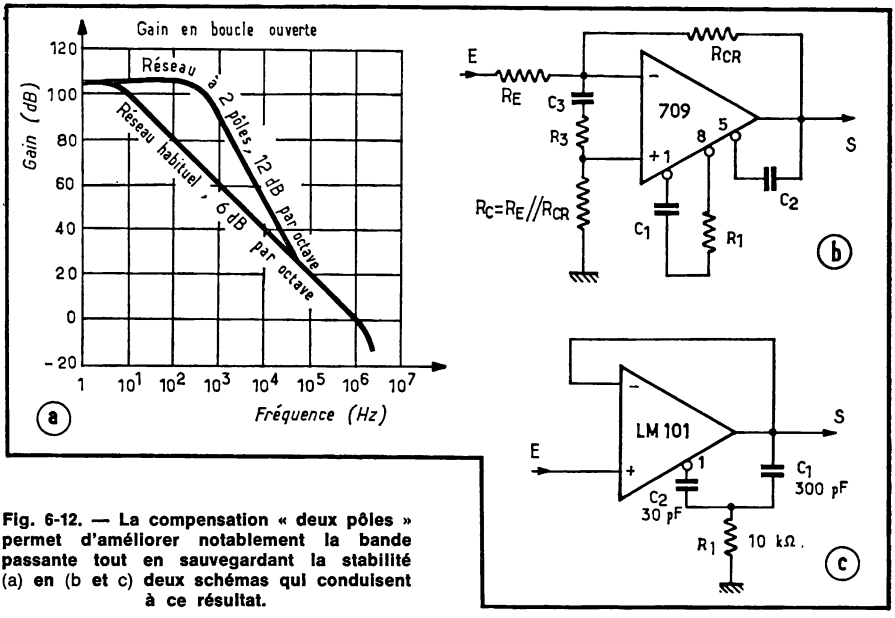


Fig. 6-12. — La compensation « deux pôles » permet d'améliorer notablement la bande passante tout en sauvegardant la stabilité (a) en (b et c) deux schémas qui conduisent à ce résultat.

de f_0, entraîne une diminution importante de la valeur de cette fréquence de coupure. Aussi semble-t-il plus astucieux de maintenir la décroissance de 12 dB par octave dans toute partie de la bande passante pour laquelle cela ne comporte pas de risque et de n'attaquer la pente à 6 dB par octave qu'à partir du point où cela devient indispensable, ce qui conduit à une courbe du genre de celle reproduite à la figure 6-12 *a*. On peut parvenir à ce résultat de manières différentes selon les types d'amplificateurs. Dans le 709 par exemple, c'est l'addition d'une compensation à l'entrée et des valeurs plus faibles des condensateurs du réseau de compensation qui y conduisent (fig. 6-12 *b*). Avec le LM 101, on utilise un réseau de compensation à deux pôles mettant en œuvre deux condensateurs en série dont le point de jonction est réuni à la masse par une résistance (fig. 6-12 *c*). Pour les fréquences basses, l'impédance du condensateur C_2 est grande devant la résistance R_1 et la plus grande partie du signal qui traverse C_1 est dérivée vers la masse. Il n'y a qu'un faible taux de contreréaction sur les étages (intermédiaire et final) sur lesquels agit la compensation. Lorsque la fréquence s'élève, la fraction de signal appliquée à la borne 1 à travers C_2 croît et par conséquent le taux de contreréaction ; ce qui ramène à 6 dB par octave la pente de décroissance de la courbe de gain. Ce schéma est particulièrement avantageux dans les montages suiveurs de tension car il augmente notablement la bande passante « grands signaux », c'est-à-dire celle pour laquelle la tension de sortie de crête à crête est maximale.

Une autre version du réseau de compensation à plusieurs pôles applicable au LM 101, ainsi qu'au μA 748 (Fairchild) et au 841 (Amelco) est donnée à la figure 6-13. Nous n'entrerons pas dans le détail de sa théorie qui est assez complexe (1) et nous bornerons à préciser que la bande passante en boucle ouverte passe de 10 à 400 Hz et que le *slew rate* pour le montage à gain unité se voit pratiquement doublé.

Quelques recommandations pour assurer la stabilité des montages comportant des amplificateurs opérationnels.

Le gain en boucle ouverte des amplificateurs opérationnels modernes pouvant atteindre et même dépasser 10^6, il est évident qu'il suffit de très peu de chose pour déclencher l'instabilité des montages. Aussi ne saurions-nous trop insister sur les recommandations suivantes :

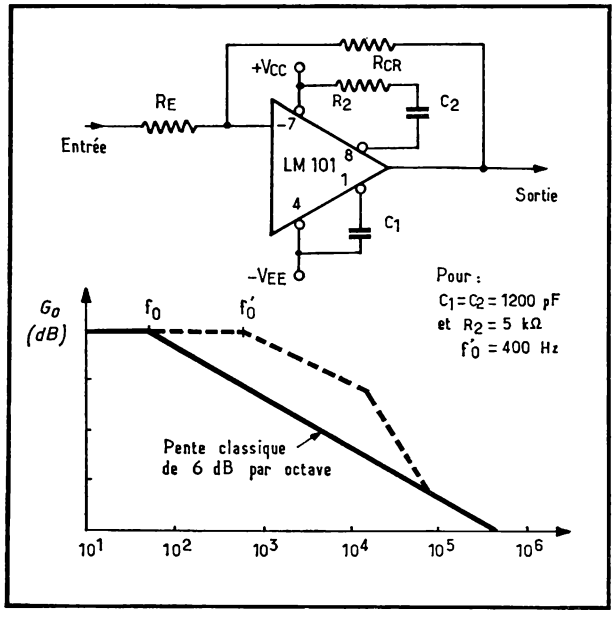


Fig. 6-13. — Autre version de compensation à deux pôles appliquable au LM 101 (a) et courbe de réponse résultante (b).

— Se souvenir que les capacités de câblage sont les principaux éléments de couplage parasite entre l'entrée et la sortie : donc câblage particulièrement étudié (connexions aussi courtes que possible tout en éloignant autant que faire se peut les points d'entrée et de sortie ; dans les circuits imprimés double face

(1) Pour plus de détails, se reporter à l'article « Custom compensate your Op Amp » cité en référence.

penser que la capacité entre deux connexions parallèles situées sur les faces opposées est importante ; prévoir des masses courtes et de grande surface).

— Découpler les alimentations le plus près possible de l'amplificateur au moyen de condensateurs d'au moins 0,1 μF.

— Si une résistance de compensation de la dérive du courant de décalage est utilisée, la découpler avec un condensateur d'au moins 100 pF.

Bibliographie

Circuits intégrés linéaires. — H. LILEN (op. cit.).

Amplificateurs Op. — R. DUGÉHAULT (op. cit.).

Ce qu'il faut savoir pour bien utiliser les amplificateurs opérationnels. — G. ALON. Revue Mesures. Août-septembre 1970.

Notions sur les amplifications opérationnelles. C.V. WEDEN (op. cit).

Custom Compensate Your Op. Amp. — GARY L. ; PAYON et Morris I. WARREN. — Electronic Design. Janvier 1971.

Frequency Compensation Techniques For an Integrated Operational Amplifier. — James N. GILES. Note d'application Fairchild N° AR 141. Août 1965.

Exemples d'application de l'amplificateur opérationnel TAA 241. — Note d'application N° 32. R.T.C. 1968.

Considérations pratiques relatives à l'utilisation des amplificateurs opérationnels du type SF. C. 2709. — R. MICOLET. Note d'application N° 56 LA 088 Sescosem.

Considérations relatives à la bonne utilisation du SF. C. 2101. — Note d'application N° 56 LA 107. Sescosem.

Application of the CA 3008 and CA 3010 Integrated Operational Amplifiers. — Note d'application N° ICAN 5015. R.C.A. 1969.

Feedforward Compensation Speeds Op Amp. — Bob DOBKIN. Note d'application National Semiconductor. N° LB 2. 1969.

Fast Compensation Extends Power Bandwidth. — Bob DOBKIN. Note d'application N° LB 4 National Semiconductor. 1969.

Speed Up the LM 108 With Feedforward Compensation. — Bob DOBKIN. Note d'application N° LB 14 National Semiconductor. 1970.

Amplificateurs opérationnels à circuits intégrés. — M. GRABOWSKI (op. cit.).

CHAPITRE 7

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES

Pour l'utilisateur comme pour le constructeur, il est important de pouvoir mesurer avec précision les caractéristiques des amplificateurs opérationnels ainsi que l'influence des divers agents extérieurs : température, tensions d'alimentation, etc., sur ces caractéristiques.

Dans ce chapitre qui ne prétend nullement être exhaustif, nous donnerons quelques indications pour la mesure des différents paramètres ainsi que la description sommaire d'un « testeur » d'amplificateurs opérationnels.

Mesure du gain en boucle ouverte G_o.

Rappelons d'abord la définition du gain en boucle ouverte :

$$G_o = \frac{V_s}{V_d}$$

V_s étant la tension recueillie aux bornes de la charge de l'amplificateur et V_d la tension différentielle d'entrée, c'est-à-dire la tension présente entre les bornes inverseuse et non-inverseuse de l'amplificateur. De cette définition, il résulte que nous pouvons fort bien mesurer le gain G_o sur un amplificateur fonctionnant en boucle fermée : il suffira de mesurer simultanément la tension aux bornes d'entrée de l'amplificateur

(et non celle appliquée à l'ensemble du montage) et la tension de sortie. Le schéma de principe correspondant est celui de la figure 7-1.

Il est évident qu'avant d'effectuer cette mesure, de même que celles qui sont décrites plus loin, *on se sera assuré que tension et courant de décalage ont été convenablement compensés* et qu'en l'absence de signal d'entrée, la sortie est bien à zéro volt. Pour plus de précision,

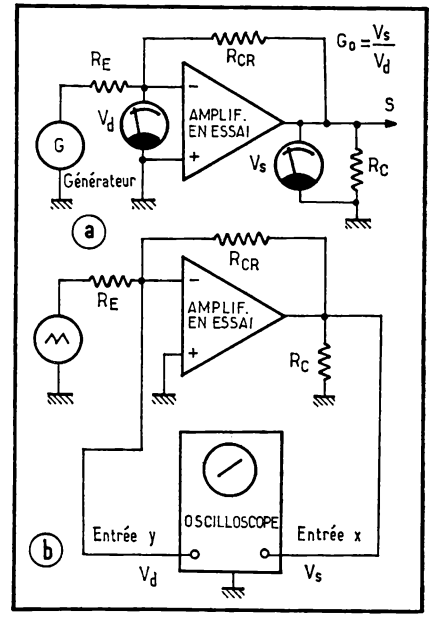


Fig. 7-1. — Le gain en boucle ouverte G_0 peut être évalué en faisant le rapport de la tension de sortie V_S à la tension différentielle d'entrée. (a) Schéma de principe, (b) montage pratique mettant en œuvre un oscilloscope fonctionnant en X-Y.

il est intéressant d'appliquer à l'amplificateur un signal triangulaire à basse fréquence 5 à 10 Hz et d'effectuer les mesures au moyen d'un oscilloscope branché en X-Y, c'est-à-dire en figure de Lissajous (fig. 7-1 *b*). Il est naturellement indispensable que l'oscilloscope présente les caractéristiques adéquates :

1°) Amplificateurs X et Y parfaitement calibrés.

2°) Déphasages négligeables ou de même valeur sur les deux voies.

L'emploi d'un signal d'entrée triangulaire présente de nombreux avantages : il permet de déceler la moindre saturation et de ce fait d'éviter les surcharges et de mettre en lumière les plus petits déphasages introduits par l'amplificateur.

Lorsque le gain de l'amplificateur en essai est très élevé, la sensibilité Y de l'oscilloscope peut ne pas être suffisante. On peut alors utiliser l'amplificateur en essai comme préamplificateur de sa propre tension différentielle d'entrée. Il suffit pour ce faire de fractionner la résistance R_{CR} de manière à mesurer une tension égale à, par exemple, 100 fois la tension différentielle d'entrée selon le schéma de la figure 7-2

dans laquelle la tension mesurée au point A est 101 fois plus grande que V_d. La petite résistance de 100 Ω introduite en série avec l'oscilloscope est destinée à éviter les instabilités, elle est souvent incluse dans les pointes de touche des cordons de mesure de l'appareil. La résistance R_C est égale à la résistance nominale de charge de l'amplificateur en essai spécifiée par le constructeur : $R_C = V_{s\ max}/I_{s\ max}$.

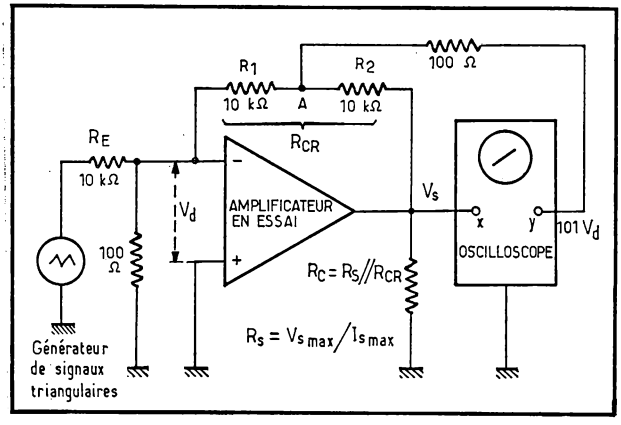


Fig. 7-2. — Lorsque le gain de l'amplificateur en essai est très élevé sa tension différentielle d'entrée peut être difficile à mesurer directement. Grâce au pont R_1-R_2 l'amplificateur en essai sert de préamplificateur de mesure.

Le même montage peut être utilisé pour le relevé de la caractéristique de transfert. Il suffit pour cela d'augmenter l'amplitude du signal d'entrée jusqu'à la naissance de la saturation. En utilisant un signal sinusoïdal d'entrée à fréquence variable, il est également loisible de mesurer la courbe de déphasage en fonction de la fréquence. Rappelons à ce sujet que le déphasage se déduit aisément de l'étude des courbes de Lissajous.

Nous reproduisons à la figure 7-3 un montage simple qui permet la mesure rapide du gain en boucle ouverte au moyen d'un simple voltmètre pour tensions continues. Ce qui interdit la mesure directe de G_0 en continu est l'erreur introduite par la tension de décalage d'entrée. Le montage que nous décrivons ci-après, utilise pour ce faire un signal carré qui est converti en tension continue de sortie au moyen d'un dispositif de commutation à transistors à effet de champ ; la composante continue de la tension de décalage d'entrée est annulée au moyen de condensateurs.

Le signal d'entrée est fourni par un multivibrateur équipé d'un amplificateur opérationnel (A1). L'amplificateur opérationnel en essai (A3) monté en inverseur à gain unité reçoit un signal carré variant entre *plus* et *moins* 10 V (défini par les diodes de Zener D_{Z1} et D_{Z2}. Grâce au pont de résistances R_1 - R_2 la tension e_Σ mesurée au point de sommation est égale à 100 fois la tension e_1 présente aux bornes de l'amplificateur (de la même manière que dans le montage décrit précédemment).

Pendant la période négative du signal délivrée par le multivibrateur le transistor à effet de champ TEC_1 est rendu conducteur ce qui a

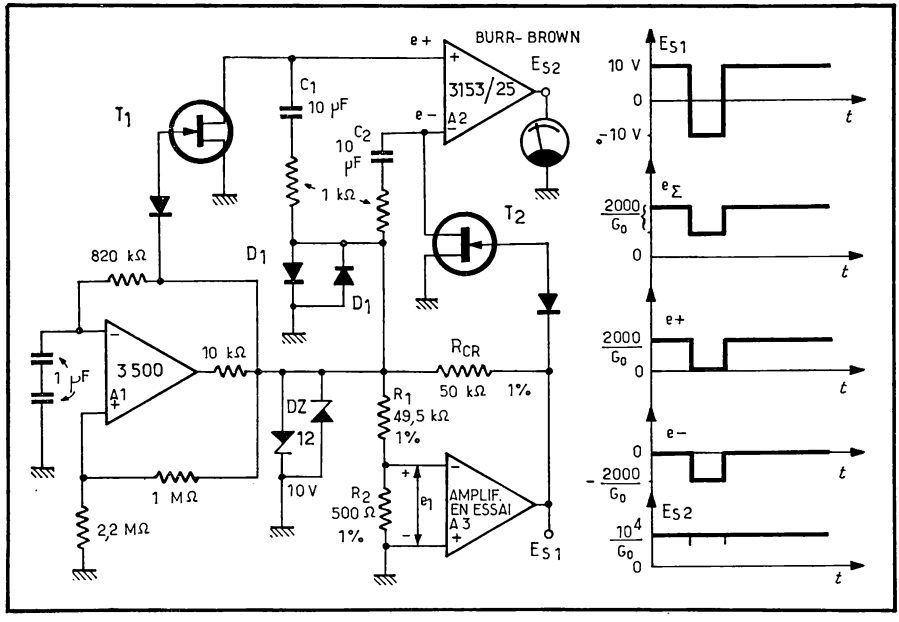


Fig. 7-3. — Grâce à l'astuce de commutation par transistors à effet de champ ce montage permet la mesure du gain en boucle ouverte avec un simple voltmètre pour tension continue — lequel dans une réalisation pratique pourrait fort bien être gradué directement en valeurs de G_0.

pour effet de ramener au potentiel de la masse l'entrée + de l'amplificateur de mesure A2 et de permettre la charge du condensateur C_1 sous la tension e_Σ. La sortie de l'amplificateur en essai étant positive TEC_2 est bloqué.

Pendant la période positive du signal d'entrée c'est TEC_1 qui est bloqué tandis que la tension de sortie de l'amplificateur en essai étant négative, TEC_2 est conducteur ; c'est alors au tour de C_2 à se charger à la tension e_Σ. C'est donc la différence algébrique — en fait la somme arithmétique puisque ces deux tensions sont de signe opposé — des tensions mises en mémoire par C_1 et C_2, soit 2 e_Σ qui est mesurée par l'amplificateur A2. Comme la tension $e_\Sigma = 100\ e_1$ et que la tension d'entrée est de 10 V cette tension aux bornes de l'amplificateur de mesure est égale à $2000/G_0$. Si le gain de A2 est de 5 sa tension de sortie est égale à $10\,000/G_0$. De la mesure, au moyen d'un simple voltmètre à courant continu, de la tension E_{S2} de sortie de l'amplificateur A2 on peut déterminer le gain en boucle ouverte de A3 :

$$G_0 = 10^4/E_{S2}$$

Remarquons que si les condensateurs C_1 et C_2 sont à faibles pertes et que l'amplificateur présente un très faible courant de polarisation (entrée par transistors à effet de champ ou stabilisé par chopper) il suffit d'une seule période du signal d'entrée pour effectuer la mesure.

Le générateur de signal pourrait alors être un monostable dont le temps de basculement se situerait aux environs d'une seconde.

Mesures du produit gain-bande, du slew rate et de fréquence maximale à pleine puissance.

On sait que la réponse en fréquence d'un amplificateur n'est pas la même pour les petits signaux et les forts signaux et que la cause de cette différence réside en grande partie dans la vitesse de variation limitée du signal de sortie ou « *slew rate* ». Les montages de la figure 7-4 permettent la mesure de différents paramètres liés au *slew rate* et de ce dernier paramètre lui-même. L'amplificateur est monté à gain en boucle fermée égal à l'unité, soit en inverseur (*a*) soit en suiveur de tension (*b*). Il est chargé par la résistance minimale de charge, c'est-à-dire celle qui lui permet de débiter le courant de sortie maximal spécifié $I_{S\ max}$ sous la tension de sortie maximale spécifiée $V_{S\ max}$. L'oscilloscope branché en X-Y permet la mesure simultanée de la tension d'entrée et de celle de sortie.

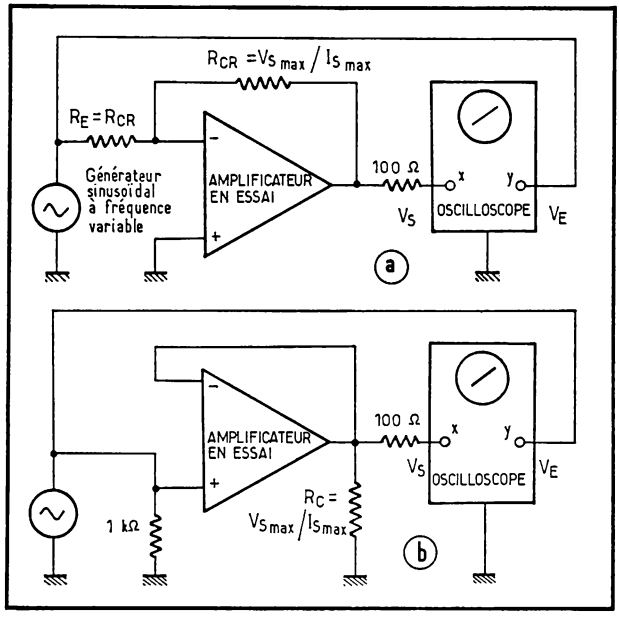


Fig. 7-4. — Montage pour la mesure du produit gain bande : l'amplificateur en essai est monté avec un gain unité, soit en inverseur (a) soit en suiveur (b).

Pour la mesure du produit gain-bande passante, un signal de faible amplitude est appliqué à l'ensemble et la fréquence d'entrée est modifiée jusqu'à ce que la tension de sortie V_s commence à décroître. La fréquence f_1 pour laquelle le gain commence juste à décroître est celle qui correspond au produit gain-bande passante de l'amplificateur.

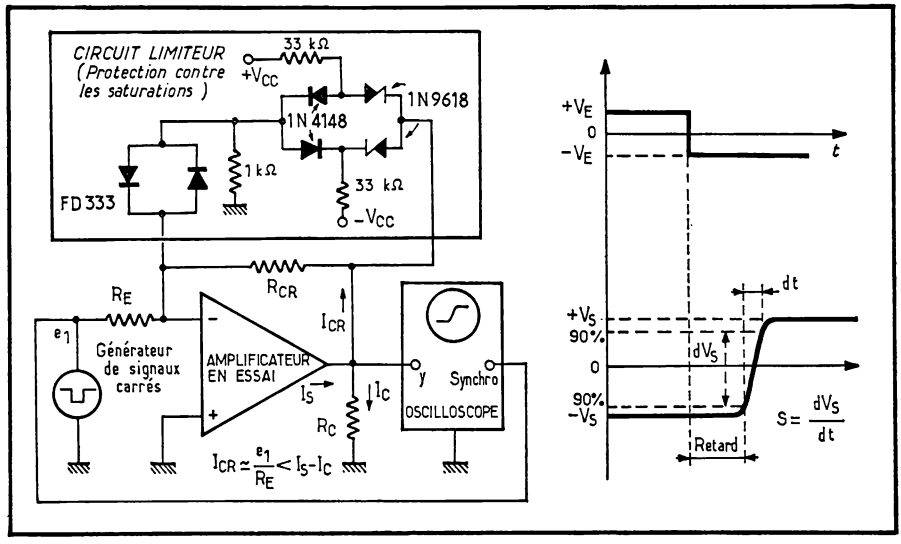


Fig. 7-5. — Le slew rate **est mesuré sur un montage inverseur muni d'un dispositif anti-saturation. (a) Montage d'essai, (b) courbes des tensions d'entrée et de sortie.**

Le même montage permet de mesurer la fréquence de coupure à la puissance maximale de sortie. La tension de sortie du générateur est réglée de telle manière qu'à basse fréquence, la tension mesurée en sortie soit égale à la tension maximale spécifiée $V_{s\ max}$. On fera alors croître la fréquence délivrée par le générateur jusqu'à ce qu'une distorsion, généralement due à une saturation, soit révélée par l'oscilloscope. On notera la fréquence f_p correspondante qui est la fréquence maximale pour la pleine puissance de sortie de l'amplificateur. Le *slew rate* peut aisément être déduit de cette mesure car :

$$s = \frac{dV_s}{dt} = 2\,\pi\,f_p\,V_{s\ max}$$

Ce dernier paramètre peut être mesuré directement au moyen du montage de la figure 7-5 : des signaux rectangulaires à faible temps de montée (quelques nanosecondes) sont appliqués à l'entrée de l'amplificateur monté en boucle fermée avec une résistance de contre-réaction R_{CR} d'assez faible valeur afin que les capacités parasites n'aient qu'une influence négligeable sur la réponse en fréquence du montage. La tension de sortie sera avantageusement limitée bien en dessous de la saturation, au moyen d'un dispositif à diodes de Zener dans le genre de ceux décrits au chapitre 5 pour que le temps de récupération après surcharge ne vienne pas masquer le phénomène. L'oscilloscope branché en sortie permet la mesure directe du temps de montée du signal de sortie ainsi que la vitesse de monté en tension (*slew rate*) $\frac{dV_s}{dt}$.

Par la suppression du circuit limiteur, il est également possible de mesurer le temps de récupération après surcharge (fig. 7-6).

Tension de décalage et courant de polarisation d'entrée.

La tension de décalage d'entrée V_D est définie comme la tension qu'il est nécessaire d'appliquer à l'entrée, à partir d'une source de résistance interne négligeable (idéalement : nulle) pour que la tension de sortie soit égale à zéro.

— Le courant de polarisation d'entrée I_p est le courant, issu d'une source d'impédance interne infinie, qu'il faudrait injecter à l'entrée pour obtenir une tension de sortie nulle.

— Le courant différentiel d'entrée est la différence entre les courants de polarisations I_{p+} et I_{p-} correspondant aux deux entrées supposées au potentiel de la masse (tension de mode commun nulle) pour obtenir une tension de sortie nulle.

Ces trois paramètres peuvent être mesurés au moyen du montage de la figure 7-7. L'amplificateur est monté en boucle fermée avec une résistance d'entrée R_E de faible valeur (100 Ω) négligeable devant la résistance différentielle d'entrée, de manière à ne pas introduire d'erreur due à la chute de tension provoquée à ses bornes par le courant de décalage d'entrée. Cette résistance R_E est ramenée à la masse. La résistance de contreréaction R_{CR} a une valeur élevée devant R_E (100 à 1000 fois plus élevée) afin d'avoir un gain en boucle fermée R_{CR}/R_E important. Elle est shuntée par un condensateur de valeur assez élevée, 0,1 μF par exemple, de façon à limiter la bande passante aux très basses fréquences. Les deux entrées A (+) et B (—) sont reliées à la masse à travers des résistances de valeur élevée $R_A = R_B = 1$ à 10 MΩ selon le type d'amplificateur en essai : il est évident qu'un amplificateur à transistors à effet de champ M.O.S. nécessitera une valeur de résistances R_A et R_B plus importante qu'un amplificateur en circuits intégrés à transistors bipolaires. Des condensateurs C_A et C_B de même valeur que celui qui shunte R_{CR} sont placés en parallèle avec ces résistances, lesquelles peuvent être court-circuitées au moyen des interrupteurs S_1 et S_2. La tension de sortie est mesurée au moyen d'un oscilloscope parfaitement calibré et, si nécessaire, précédé d'un filtre basse fréquence pour l'élimination du bruit. Nous sommes maintenant parés à effectuer les mesures :

1°) Fermons S_1 et S_2, la tension mesurée en sortie V_{DS} est due uniquement à la tension de décalage d'entrée ; on peut écrire :

$$V_D = \frac{V_{DS}}{G} = V_{DS} \frac{R_E}{R_{CR}}$$

2°) Ouvrons d'abord S_1 : la tension d'erreur mesurée en sortie sera due à la chute de tension provoquée aux bornes de R_A par le

courant de polarisation I_{p+} de l'entrée non inverseuse multipliée par le gain en boucle de l'amplificateur. On déduit de cette mesure :

$$I_{p+} = (V_{DS}/G)/R_A = \frac{V_{DS}}{R_A} \cdot \frac{R_E}{R_{CR}}$$

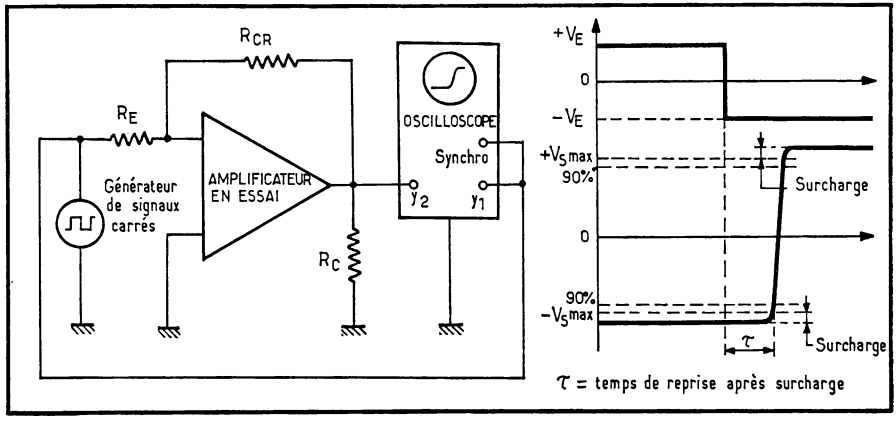
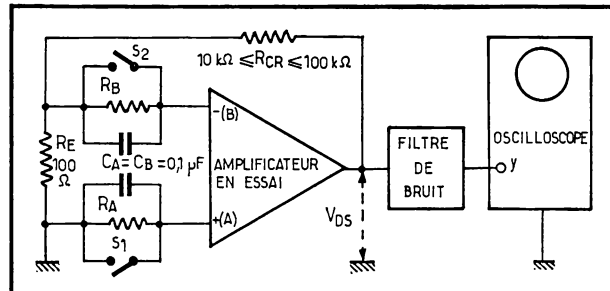


Fig. 7-6. — Le temps de reprise après saturation est mesuré sur un montage inverseur.



PARAMÈTRE MESURE	ETAT DES INTERRUPTEURS S1	S2	ÉQUATION DE LA TENSION DE SORTIE
V_D	Fermé	Fermé	$V_{DS}=-\left(\frac{R_{CR}}{R_E}\right) V_D$
I_P	Ouvert	Fermé	$V_{DS}=-\left(\frac{R_{CR}}{R_E}\right) R_A \cdot I_P$ (+)
I_P	Fermé	Ouvert	$V_{DS}=-\left(\frac{R_{CR}}{R_E}\right) R_B \cdot I_P$ (−)
I_D	Ouvert	Ouvert	$V_{DS}=-\left(\frac{R_{CR}}{R_E}\right) R_A \cdot I_D$

$R_{CR} \gg R_E$ $\quad R_A = R_B \gg R_E$

Fig. 7-7. — Montage pour la mesure des tensions et courants de décalage et du courant de polarisation.

Le même processus s'applique à la mesure de I_{p-} en fermant S_1 et en ouvrant S_2. On a alors :

$$I_{p-} = (V_{DS}/G)/R_B = \frac{V_{DS}}{R_B} \cdot \frac{R_E}{R_{CR}}$$

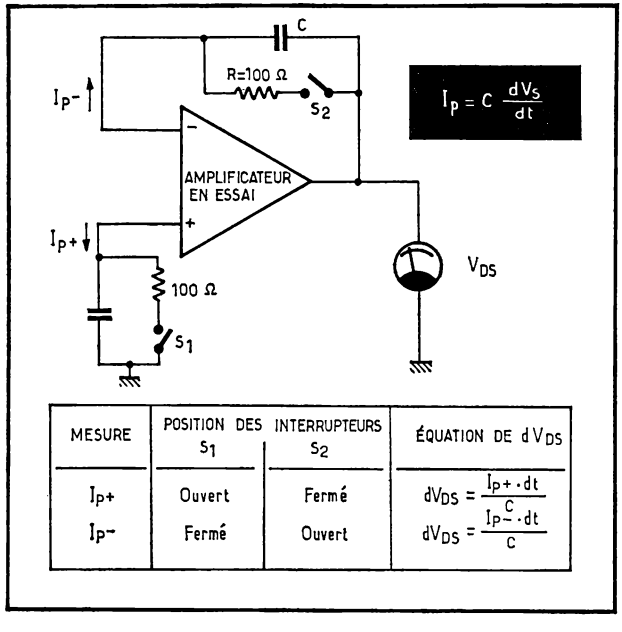
3°) Ouvrons les deux interrupteurs : les chutes de tension créées aux bornes de R_A et R_B par les courants I_{p+} et I_{p-} sont appliquées aux entrées différentielles de l'amplificateur, la tension de sortie est due au courant différentiel d'entrée :

$$V_{DS} = -\frac{R_{CR}}{R_E} V_D \pm R_A (I_{p\,(-)} - I_{p\,(+)})$$

d'où :

$$I_D = \left(\frac{V_{DS}/G}{R_A}\right) = \frac{V_{DS}}{R_A} \cdot \frac{R_E}{R_{CR}}$$

Il est une autre méthode pour mesurer I_{p+}, I_{p-}, et I_D lorsque leurs trop faibles valeurs (amplificateurs à varactors, à M.O.S. ou à chopper) rendent le montage précédent inopérant. Il consiste à intégrer ces courants au moyen de condensateurs à très faible courant de fuite dans le montage de la figure 7-8. On déduira aisément la valeur du courant



MESURE	POSITION DES INTERRUPTEURS S_1	S_2	ÉQUATION DE dV_{DS}
I_{p+}	Ouvert	Fermé	$dV_{DS} = \frac{I_{p+} \cdot dt}{C}$
I_{p-}	Fermé	Ouvert	$dV_{DS} = \frac{I_{p-} \cdot dt}{C}$

Fig. 7-8. — Lorsque le courant de polarisation est trop faible pour être mesuré directement au moyen du montage précédant, on peut effectuer une mesure par intégration.

en fonction de la variation $d\,V_S$ de la tension de sortie mesurée pendant un temps dt de la relation :

$$I = C\,\frac{dV_S}{dt}$$

Supposons que nous ayons : C = 0,1 μF et qu'une variation de V_S égale à 0,1 V soit mesurée en 10 secondes, nous en déduirons :

$$I_D = \frac{10^{-7}\ F \times 10^{-1}\ V}{10\ s} = 10^{-11}\ A = 10\ pA$$

Ce petit calcul nous a permis d'évaluer les ordres de grandeur de C et de dt pour effectuer une mesure aisée.

Résistance différentielle d'entrée R_{AB}.

C'est sans doute l'un des paramètres dont la mesure est la plus malaisée. Par définition R_{AB} est la résistance qui existe entre les deux entrées A(+) et B(—). Cette mesure ne peut être effectuée avec une certaine précision que par des spécialistes disposant d'une salle de métrologie équipée de tous les dispositifs propres à assurer une protection parfaite du circuit en essai contre les diverses pertubations, bruits en particulier.

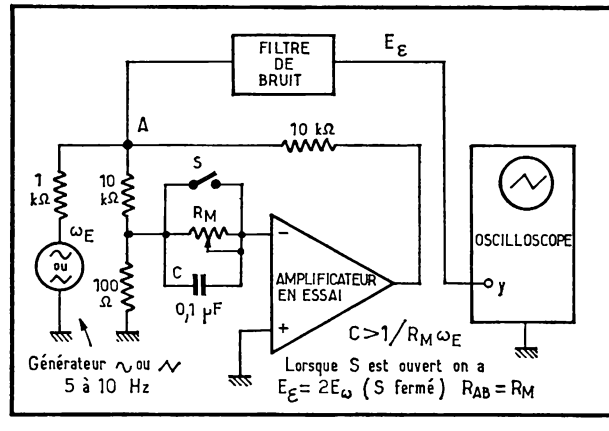


Fig. 7-9. — Montage pour la mesure de la résistance différentielle d'entrée R_{AB}.

Nous allons toutefois décrire une méthode au moyen de laquelle il est possible d'obtenir avec une précision suffisante un bon ordre de grandeur de R_{AB}. Le principe en est simple, c'est celui mis en œuvre pour la mesure de l'impédance d'entrée des transistors (fig. 7-9). L'amplificateur en essai est monté en boucle fermée avec un gain de l'ordre de 10. Une résistance ajustable R_M shuntée par un condensateur

et un interrupteur est monté en série avec l'entrée. La mesure de la tension différentielle d'entrée s'effectue d'une manière analogue à celle du montage de la figure 7-2. Le signal d'entrée, sinusoïdal ou triangulaire, a une fréquence de l'ordre de 5 à 10 Hz. L'interrupteur S étant fermé, on mesure à l'aide de l'oscilloscope la tension $E\varepsilon$ au point A. Puis on ouvre l'interrupteur et l'on fait varier la résistance R_M jusqu'à ce que le signal au point A ait une amplitude égale au double de celle

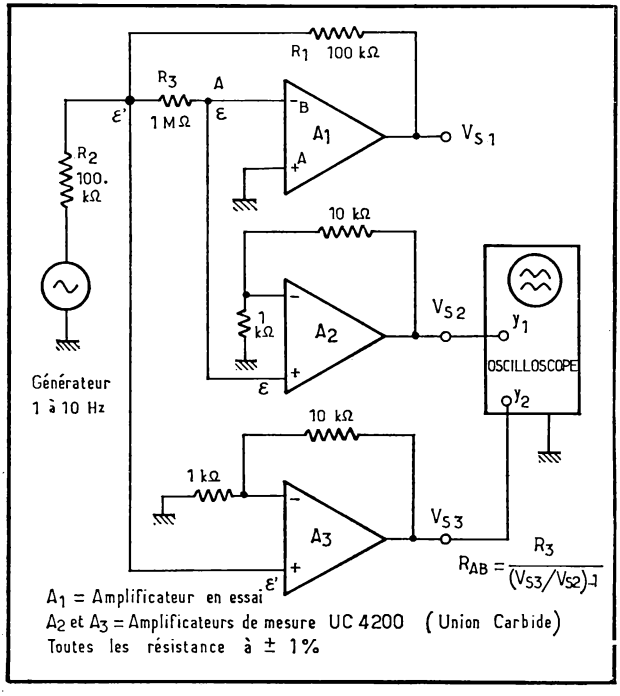


Fig. 7-10. — Des amplificateurs opérationnels à très haute impédance d'entrée (très grandes devant celle de l'amplificateur en essai) peuvent être utilisés pour la mesure de R_{AB}.

mesurée lorsque S était fermé. On a alors $R_{AB} = R_M$. La mesure au moyen d'un pont de Wheatstone de cette dernière résistance donnera donc la valeur de R_{AB}.

Une autre méthode, représentée à la figure 7-10, nécessite un peu plus de matériel ; en l'occurrence deux amplificateurs d'instrumentation UC 4200 (Union Carbide) fonctionnant en non-inverseur, c'est-à-dire avec une impédance d'entrée très grande devant R_{AB}. Le signal à très basse fréquence d'entrée (1 à 10 Hz) est réglé pour obtenir la tension maximale de sortie spécifiée V_{SM}. La tension ε du point A est égale à :

$$\varepsilon = V_{S1}/G_O = \frac{\varepsilon' R_{AB}}{R_{AB} + R_3}$$

ε' étant la tension au point B. Les deux amplificateurs de mesure A_2 et A_3 ayant le même gain, ce terme s'annule et on peut écrire :

$$R_{AB} = \frac{R_3}{(V_{S3}/V_{S2}) - 1}$$

Il va sans dire que les précautions de protection contre les signaux parasites s'imposent ici comme dans la méthode de mesure précédente.

Résistance d'entrée de mode commun.

Tout comme R_{AB}, la résistance d'entrée en mode commun R_A ou R_B est d'une mesure très délicate ; sa valeur pouvant atteindre des milliers de mégohms. Le schéma de la figure 7-11 permet cependant d'évaluer avec une bonne approximation les valeurs de R_B jusqu'aux environs de 500 MΩ.

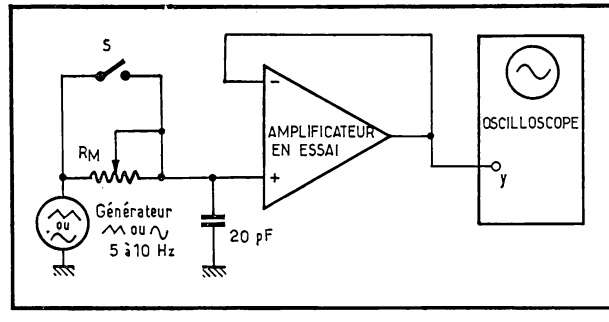


Fig. 7-11. — Montage pour la mesure de la résistance d'entrée en mode commun.

Le principe de la mesure est le même que précédemment, à cette différence près que l'amplificateur est monté en suiveur de tension et que c'est une diminution de 10 % du signal de sortie que l'on cherche à obtenir par le réglage de R_M. On a alors :

$$R_B = 9\ R_M$$

Tension maximale en mode commun.

La tension maximale en mode commun peut être mesurée sur le montage de la figure 7-3 *b* dans lequel on augmente la tension de sortie du générateur jusqu'à la limite de la distorsion visible à l'oscilloscope (1 ou 3 %). Cette tension, mesurée à l'entrée de l'amplificateur en essai, est la tension maximale en mode commun T.M.C. $_{(max)}$.

Rapport de rejection en mode commun (R.R.M.C.).

Pour bien comprendre le principe de la mesure, il ne semble pas inutile de rappeler ce qu'est le rapport de rejection en mode commun. Lorsqu'une tension de mode commun T.M.C. est appliquée simultanément aux deux entrées d'un amplificateur, la tension de sortie n'est pas nulle comme elle le devrait être si l'amplificateur était parfait.

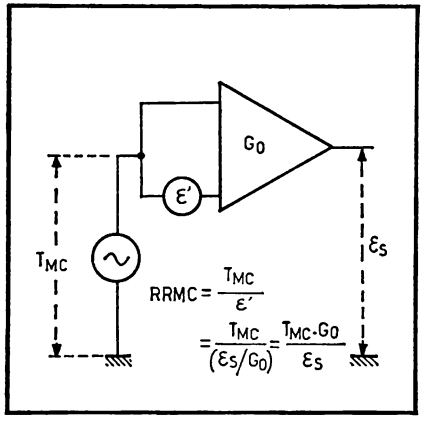


Fig. 7-12. — Rappel de la définition du rapport de rejection en mode commun.

Du fait des légères dissymétries, inévitables dans un amplificateur, on mesure en sortie une tension d'erreur ε_S qui est égale à une tension d'erreur ε' qui serait introduite en série avec l'une des entrées multipliée par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur (fig. 7-12). On peut écrire :

$$\varepsilon_S = \varepsilon' G_0$$

Le rapport de rejection en mode commun est égal au rapport, exprimé en décibels, entre la tension d'entrée en mode commun et la tension ε' :

$$\begin{aligned} \text{R.R.M.C. (dB)} &= 20 \log (\text{T.M.C.}/\varepsilon') \\ &= 20 \log \frac{\text{T.M.C.}}{(\varepsilon_S/G_0)} \\ &= 20 \log \frac{\text{T.M.C.} \times G_0}{\varepsilon_S} \end{aligned}$$

Pour la mesure du R.R.M.C. on a recours au montage de la figure 7-13 sur laquelle nous avons représenté, pour donner plus de clarté à ce qui va suivre, la tension d'erreur à l'entrée ε'.

Dans ce montage, la tension d'erreur mesurée en sortie ε_S peut s'exprimer par la relation :

$$\varepsilon_S = - \text{T.M.C.} \left(\frac{R_{CR}}{R_E}\right) + \left[(\text{T.M.C.} + \varepsilon') \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E}\right)\right]$$

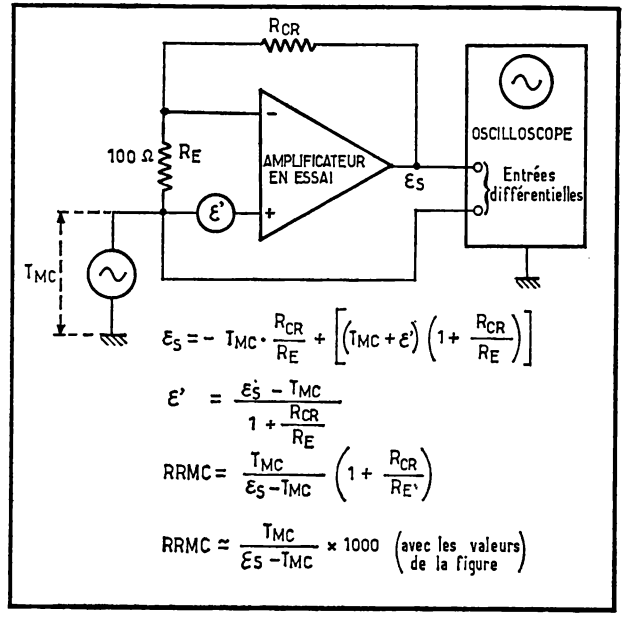

RCR
100 Ω
RE
AMPLIFICATEUR EN ESSAI
ε'
εS
OSCILLOSCOPE
Entrées différentielles
TMC
εS = - TMC · RCR/RE + [(TMC + ε') (1 + RCR/RE)]
ε' = (εS - TMC) / (1 + RCR/RE)
RRMC = TMC / (εS - TMC) (1 + RCR/RE')
RRMC ≃ TMC / (εS - TMC) × 1000 (avec les valeurs de la figure)

Fig. 7-13. — Un oscilloscope à entrée différentielle est nécessaire pour la mesure du rapport de rejection en mode commun.

de laquelle on tire aisément la valeur de la tension d'erreur de mode commun ramenée à l'entrée ε' :

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon_S - \text{T.M.C.}}{1 + \left(\frac{R_{CR}}{R_E}\right)}$$

Le terme ε_S — T.M.C. est facilement mesuré au moyen d'un oscilloscope à entrées différentielles. Les valeurs des résistances R_{CR} et R_E étant connues, on déduit de la mesure :

$$\text{R.R.M.C.} = \left(\frac{\text{T.M.C.}}{\varepsilon_S - \text{T.M.C.}}\right) \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E}\right)$$

ou en décibels :

$$\text{R.R.M.C. (dB)} = 20 \log \left(\frac{\text{T.M.C.}}{\varepsilon_S - \text{T.M.C.}} \right) \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E} \right)$$

Cette méthode de mesure a l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'un oscilloscope à entrées différentielles. Le montage de la figure 7-14 ne présente pas cet inconvénient. De plus, il offre un autre intérêt : le R.R.M.C. n'est pas quelque chose de parfaitement défini, il varie avec différents paramètres et, en particulier, avec l'amplitude de la tension de mode commun T.M.C. Cette seconde méthode de mesure a pour avantage de permettre de visualiser directement la courbe de variation de ε_S en fonction de T.M.C., courbe de laquelle il sera loisible à l'expérimentateur de déduire la valeur du R.R.M.C. pour différentes valeurs de T.M.C. Le schéma du montage de mesure ne diffère de celui étudié précédemment que par deux détails :

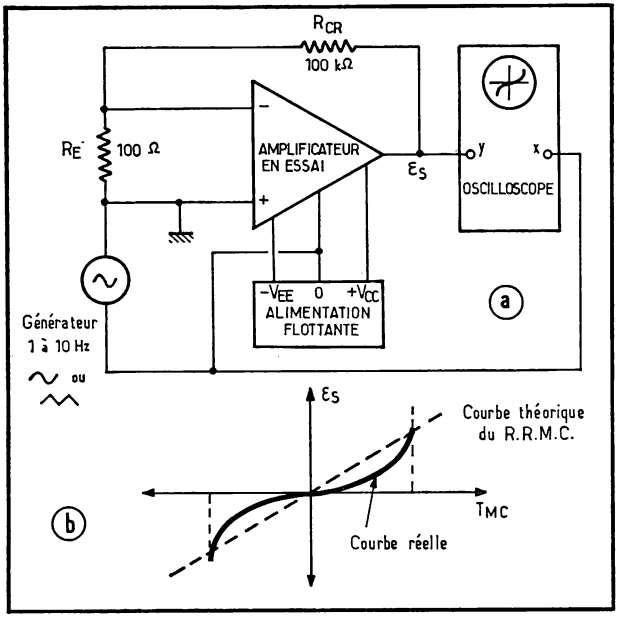


Fig. 7-14. — Le R.R.M.C. ainsi que ses non linéarité peuvent être mesurés en figure de Lissajous si l'amplificateur est alimenté par des sources flottantes.

1°) Il nécessite une alimentation « flottante ».

2°) La mesure s'effectue en Lissajous, ce qui évite l'emploi d'un oscilloscope différentiel. La tension en sortie est ici égale à :

$$\varepsilon_S = \varepsilon' \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E} \right)$$

ce qui simplifie le calcul.

Mesure du bruit.

Les courant et tension de décalage n'étant en fait que des formes particulières du bruit, le lecteur n'éprouvera aucune surprise en constatant que le schéma pour la mesure de la tension et du courant de bruit ramenés à l'entrée (fig. 7-15) sont très peu différents de celui

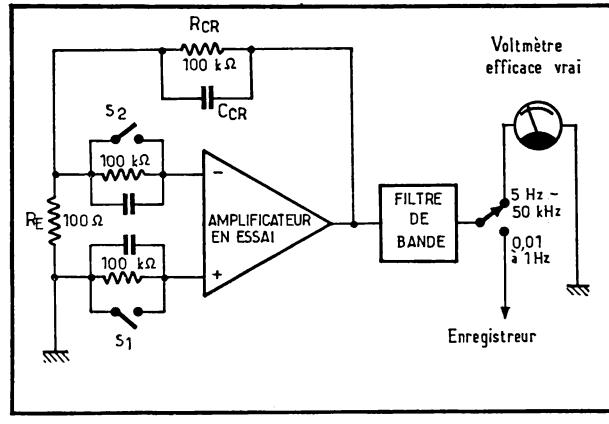


Fig. 7-15. — Le montage pour la mesure des courants et tension de bruit ramenés à l'entrée ne diffère guère de celui de la figure 7-7 pour la mesure des courants et tension de décalage.

de V_D et de I_p. Seules changent les conditions de mesure. En particulier les condensateurs C_A et C_B devront avoir des valeurs compatibles avec la bande de fréquence dans laquelle le bruit est mesuré. Autre détail mais qui a son importance, le filtre inséré en série avec l'appareil de mesure n'est plus un simple filtre passe-bas mais un véritable filtre de bande à coupure franche.

Généralement, on effectue deux mesures de bruit. L'une à très basse fréquence dans la bande 0,01 à 1 Hz en utilisant comme appareil de mesure un voltmètre enregistreur. C'est donc la tension crête à crête du bruit T.B.F. en sortie qui est mesurée.

La seconde mesure, à large bande, est effectuée pour la gamme de fréquence comprise entre 5 Hz et 50 KHz. L'appareil de mesure est un voltmètre pour tension efficace vraie (*True RMS Voltmeter*).

Est-il utile de redire que pour effectuer ces mesures, il est de la plus haute importance de mettre tout en œuvre pour se protéger des perturbations extérieures (blindage et découplage très sérieux de l'alimentation).

Testeur simple pour amplificateurs opérationnels.

Les laboratoires de National Semiconductor ont mis au point un petit appareil destiné à la mesure rapide des principaux paramètres des amplificateurs opérationnels qu'il nous a semblé utile de décrire ici.

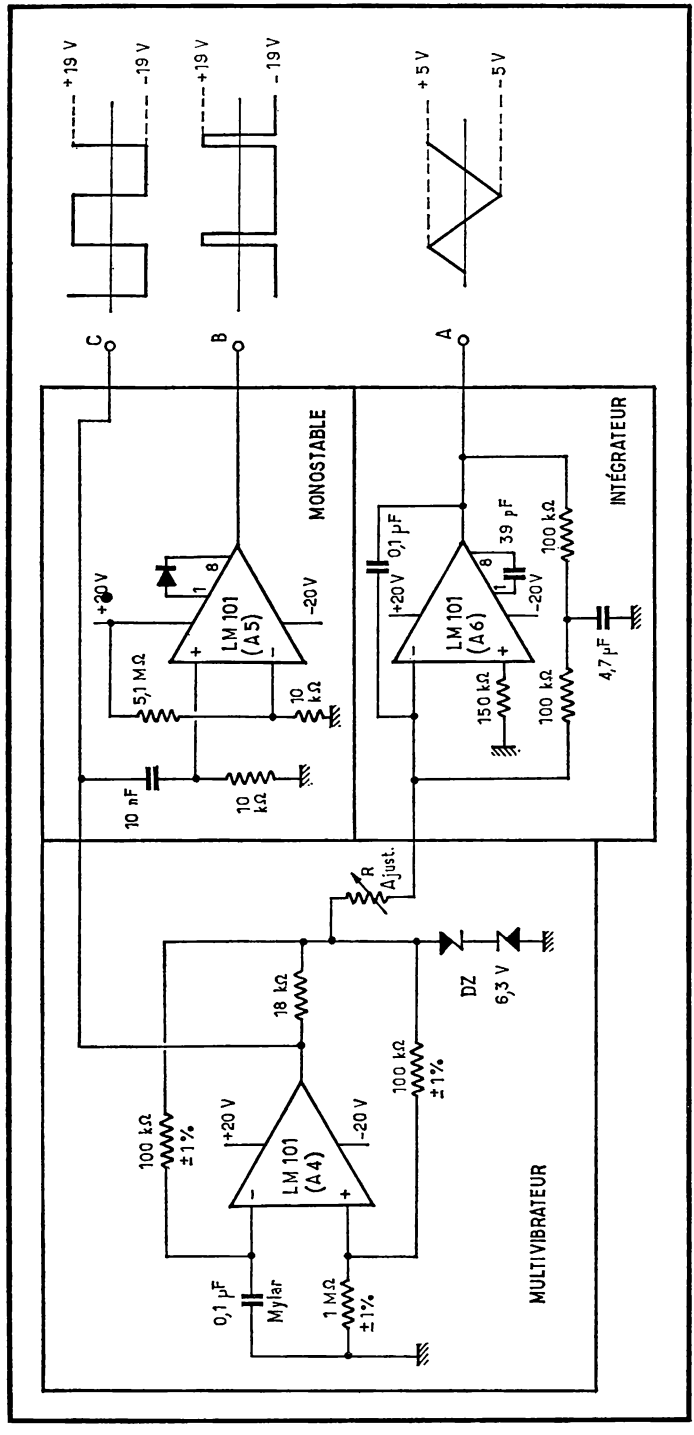


Fig. 7-16. — Le générateur de fonction du testeur de circuits intégrés opérationnels met en œuvre trois LM 101.

Associé à un oscilloscope, cet appareil permet la mesure du courant de polarisation des tensions et courant de décalage et du relevé de la caractéristique de transfert dont il est possible de déduire le gain en boucle ouverte, ainsi que les tensions de saturation ou même les distorsions de commutation de l'étage de sortie.

CONSTITUTION.

L'ensemble comporte trois grandes parties :

1°) Les circuits-mesure qui comportent les circuits en essai, un amplificateur intégrateur et tout un dispositif de commutation par transistors à effet de champ dont les fonctions seront décrites ultérieurement.

2°) Un générateur de fonctions (fig. 7-16) qui fournit trois sortes de signaux :

— un signal triangulaire d'amplitude ± 5 V crête qui sera utilisé pour commander l'amplificateur en essai ainsi que la déviation horizontale de l'oscilloscope ;
— un signal impulsionnel de rapport cyclique 1/100 et d'amplitude de ± 19 V qui sera utilisé pour obtenir sur l'écran de l'oscilloscope une référence zéro volt indépendante des dérives éventuelles de l'amplificateur de mesure ou de l'oscilloscope ;
— un générateur de signaux carré d'amplitude ± 19 V destiné à la commande des portes des transistors à effet de champ qui effectuent la commutation rapide du dispositif de mesure. C'est sur ce signal (fréquence 16 Hz environ) que sont synchronisés les deux signaux précédents.

Cet ensemble ne nécessite qu'un minimum de commentaires. Le signal carré est obtenu au moyen d'un amplificateur opérationnel LM 101 (A4) monté en multivibrateur astable. Nous donnerons une description de ce montage au chapitre 10. Le signal carré du multivibrateur est transformé en triangle par un amplificateur intégrateur LM 101 (A6). C'est un monostable constitué autour d'un autre amplificateur opérationnel (A5), synchronisé sur les fronts positifs du signal carré, qui fournit les impulsions de rapport cyclique 1/100 de référence.

3°) L'alimentation chargée de fournir les tensions ± 20 V aux circuits de mesure et celle, variable simultanément de ± 5 à ± 20 V pour l'amplificateur en essai (fig. 7-17).

Cette alimentation mérite que nous nous y attardions un instant. Un dispositif classique transformateur-redresseur fournit les tensions de base ± 28 V. C'est le seul + 28 qui fournira toutes les tensions nécessaires au fonctionnement de l'ensemble. Cette tension est ramenée à + 20 V régulé au moyen d'un microcircuit régulateur LM 100. et appliquée à un amplificateur inverseur de gain unité LM 101 (A1) alimenté entre masse et — 28 V pour fournir en sortie le — 20 V régulé. Les tensions variables simultanément de ± 5 à ± 20 V d'alimentation de l'amplificateur en essai sont obtenues d'une manière analogue. A partir du + 20 V issus du régulateur LM 100 on obtient au moyen d'un diviseur de précision les tensions + 10, + 7,5, + 5, et 2,5 V qui

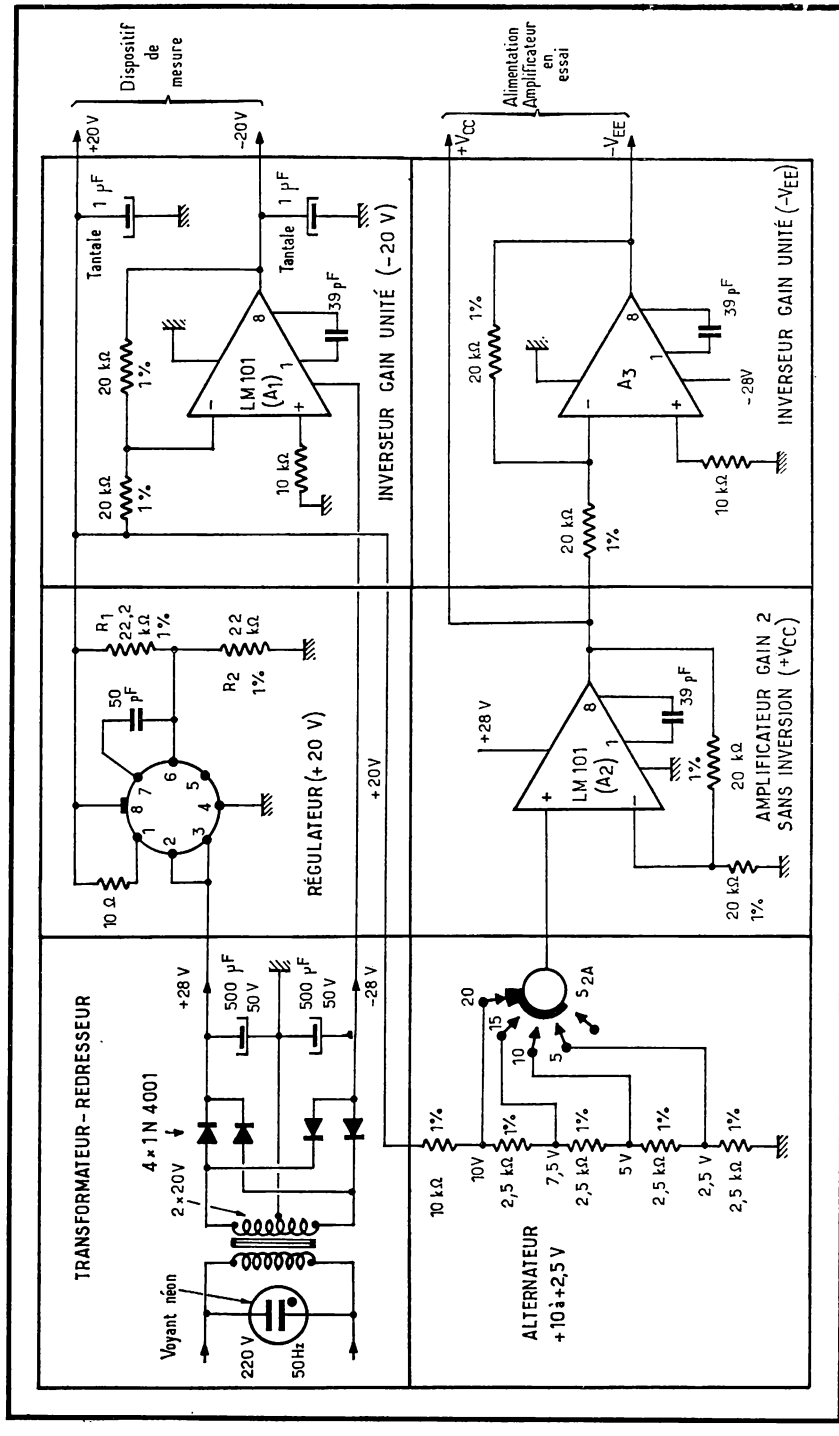


Fig. 7-17. — Schéma de l'alimentation. Dans le cartouche situé en bas, à gauche, lire atténuateur et non alternateur.

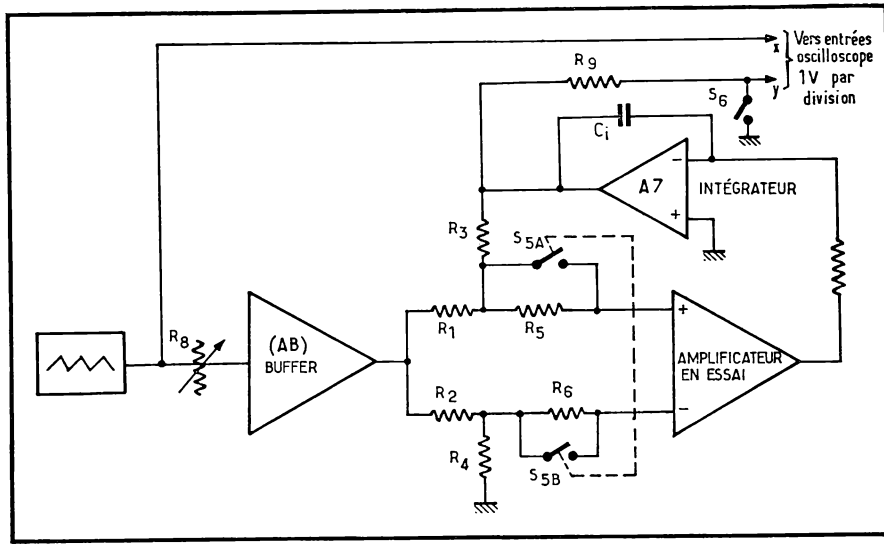


Fig. 7-18. — Schéma de principe du montage de mesure des tensions et courant de décalage d'entrée.

seront portées à + 20, + 15, + 10 et + 5 V au moyen d'un amplificateur LM 101 (A2) fonctionnant sans inverseur avec un gain de 2. Cette disposition qui pour un observateur non averti, pourrait paraître pour le moins compliquée est en fait très « futée » car elle constitue une protection de l'amplificateur en essai contre les surcharges puisque ce dernier verra automatiquement son courant de sortie limité par l'impédance de sortie des LM 101 (A2 et A3). Pour obtenir simultanément les tensions négatives symétriques, il suffit d'inverser la sortie de A2 au moyen d'un amplificateur inverseur (A3) de gain unité et alimenté entre masse et — 28 V.

PRINCIPE DES MESURES.

Il est intéressant de remarquer que toutes les mesures sont effectuées à partir du signal triangulaire. La figure 7-18 représente le schéma de principe du dispositif utilisé pour les mesures du courant de polarisation ainsi que de la tension et du courant de décalage. Nous verrons un peu plus loin que pour ces trois mesures, seule varie la séquence de fonctionnement des interrupteurs S5A et S5B, lesquels sont, en fait, constitués comme nous le verrons par la suite, par des transistors à effet de champ.

L'amplificateur en essai est monté en différentiel et est commandé simultanément sur ces deux entrées par le signal triangulaire ramené à l'amplitude souhaitée par l'atténuateur R_8 et amplifié en puissance par le Buffer A_8. C'est de la tension aux bornes des résistances R_5 et R_6, alternativement shuntées par S5A et S5B, que seront déduites les valeurs de I_p, I_D et V_D. L'amplificateur en essai travaille avec un gain de 1000

grâce à une boucle de contreréaction dans laquelle est introduit l'intégrateur (A7) qui a pour double but, par sa constante de temps de filtrer le bruit engendré par l'amplificateur en essai et ses circuits annexes et de maintenir la tension de sortie de l'ensemble au voisinage de zéro.

Mesure de courant de polarisation.

Pour cette mesure, le courant de polarisation de l'amplificateur est prélevé alternativement sur les alternances positives et négatives du signal triangulaire par l'entrée correspondante de l'amplificateur en essai. On a donc alternativement, au rythme de fermeture de S5A et S5B, des tensions I_pR_5 et I_pR_6 aux bornes des résistances R_5 et R_6, tensions qui sont amplifiées avec un gain de 1000 par l'amplificateur avant d'être appliquées à l'oscilloscope sur lequel apparaissent alternativement les traces correspondant aux courants des deux entrées. La distance qui sépare ces deux traces correspondant au courant total de polarisation de l'amplificateur (oscillogramme de la figure 7-19).

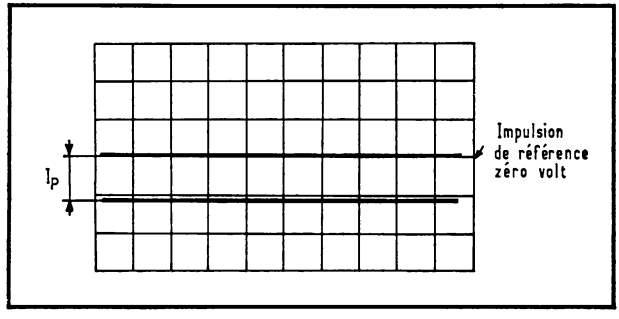


Fig. 7-19. — Oscillogramme relevé lors de la mesure du courant de polarisation.

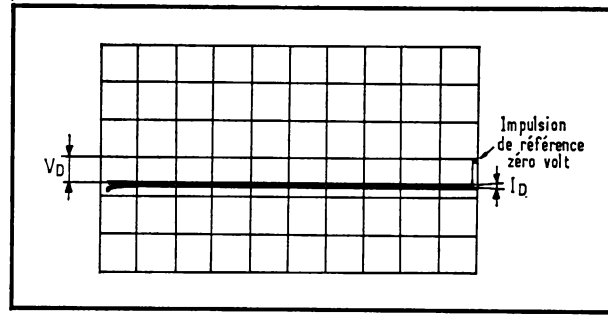


Fig. 7-20. — Courant et tension de décalage mesurés simultanément sur le montage de la figure 7-18.

Tension et courant de décalage (*oscillogramme fig.* 7-20).

Ces deux mesures sont effectuées à partir du même montage que la mesure précédente. La différence réside dans le rythme de fonctionnement de S5A et S5B qui sont fermés simultanément sur la même demi-période du signal triangulaire d'entrée. De cette manière, l'amplificateur prélève son courant d'entrée simultanément à travers soit les

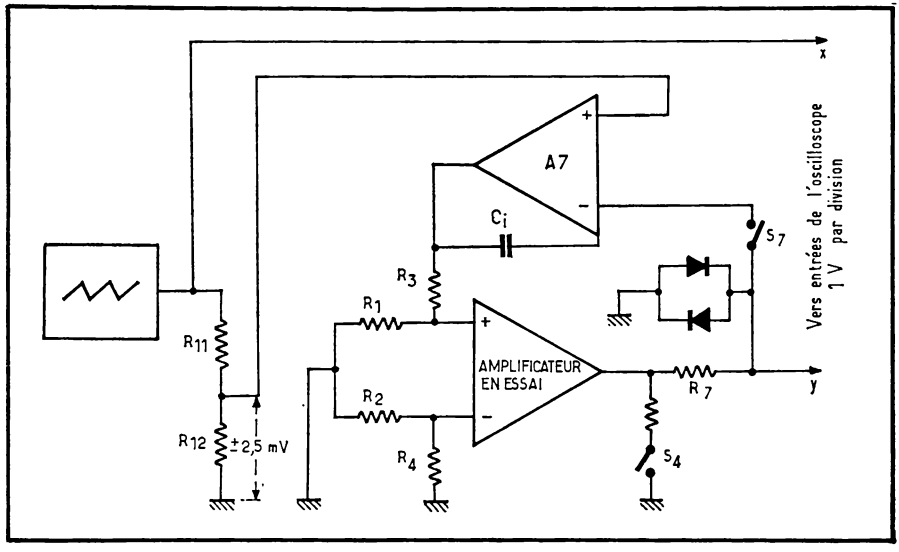


Fig. 7-21. — Montage pour la mesure du gain et le relevé de la caractéristique de transfert.

résistances R_5 et R_6, soit les interrupteurs fermés. C'est la différence des chutes de tension $I_p R_5$ et $I_p R_6$ qui est mesurée pendant les périodes d'ouverture des interrupteurs et qui constitue la mesure de I_D.

La tension de décalage est mesurée par la distance qui sépare la trace correspondant à la période de fermeture de S5A et S5B et le sommet de l'impulsion de référence zéro volt (obtenues par la fermeture en fin de cycle de l'interrupteur S6 commandé par les impulsions de rapport 1/100).

Relevé de la caractéristique de transfert (*fig.* 7-21).

Pour effectuer cette mesure, une tension triangulaire d'amplitude ± 2,5 V de crête est appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur en essai à travers l'amplificateur A7 dont le fonctionnement mérite quelques éclaircissements :

Pendant la mesure de la tension d'offset, le condensateur C_i s'est chargé à une tension égale à V_D multipliée par le gain de l'amplificateur en essai. La fonction intégration étant interrompue par l'ouverture de l'interrupteur S7, cette tension est maintenue en mémoire par C_i. C'est donc la somme de cette tension de décalage et du signal triangulaire appliqué à l'entrée non-inverseuse de A7 qui est appliquée à l'amplificateur en essai. Cela constitue un dispositif automatique de compensation de la tension de décalage. De cette manière, la trace de la caractéristique de transfert (oscillogramme de la figure 7-22) est toujours centrée sur l'écran de l'oscilloscope.

La caractéristique de transfert ainsi relevée permet la mesure du gain G_O (pente de la courbe V_S/V_E) des tensions de saturation et permet

de déceler d'éventuelles distorsions, en particulier celle introduite au moment de la commutation des transistors à l'étage de sortie classe B de l'amplificateur.

DESCRIPTION SOMMAIRE DES CIRCUITS DE MESURE.

Sur le schéma de la figure 7-23 le lecteur reconnaîtra aisément les circuits correspondant aux différentes fonctions décrites dans les paragraphes précédents, il n'est donc pas nécessaire de décrire ce schéma en détail. Seul mérite quelque attention le dispositif de commande des transistors à effet de champ interrupteurs.

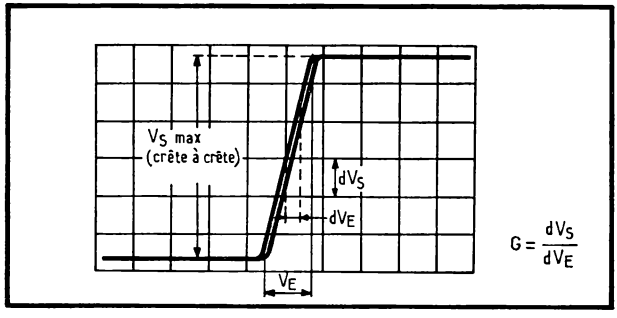


Fig. 7-22. — Courbe caractéristique de transfert mesurée au moyen du schéma de principe de la figure 7-21.

— En position I_P et I_D par le jeu du commutateur de fonction, les TEC T_6 et T_7 sont bloqués ou rendus conducteurs alternativement.
— Sur ces deux positions, les transistors T_4 (S7) et T_5 sont maintenus conducteurs par la mise à la masse de leur grille tandis qu'en fonction « Caractéristique de transfert », une polarisation de — 20 V les bloque efficacement. Sur cette même position de S_1 les transistors T_6 et T_7 (S5a et S5b) ont leur grille à la masse et par conséquent sont rendus conducteurs de manière à court-circuiter les résistances $R_{4\,6}$ et $R_{4\,7}$ (R_5 et R_6 de la figure 7-18) aux bornes desquelles sont mesurés les courants de polarisation.

La mise au point de cet intéressant petit appareil est très aisée, elle consiste seulement en deux réglages.

— L'ajustage de la tension de sortie du régulateur de tension en agissant sur les valeurs des résistances du pont R_1 — R_2 de la figure 7-17 (alimentation).
— Celui de la tension de crête à crête du signal triangulaire, en réglant la valeur de la résistance $R_{ajustage}$ du générateur de fonctions (fig. 7-16). Si les valeurs du schéma ont été scrupuleusement respectées, le montage raccordé à un oscilloscope fonctionnant en X-Y avec une sensibilité de 1 V par division sur chaque voie, on obtiendra les sensibilités suivantes :
  — courants I_p et I_D = 100 nA/division (500 nA/division en pressant le poussoir S3) ;
  — tension de décalage = 1 mV/division ;
  — caractéristiques de transfert :

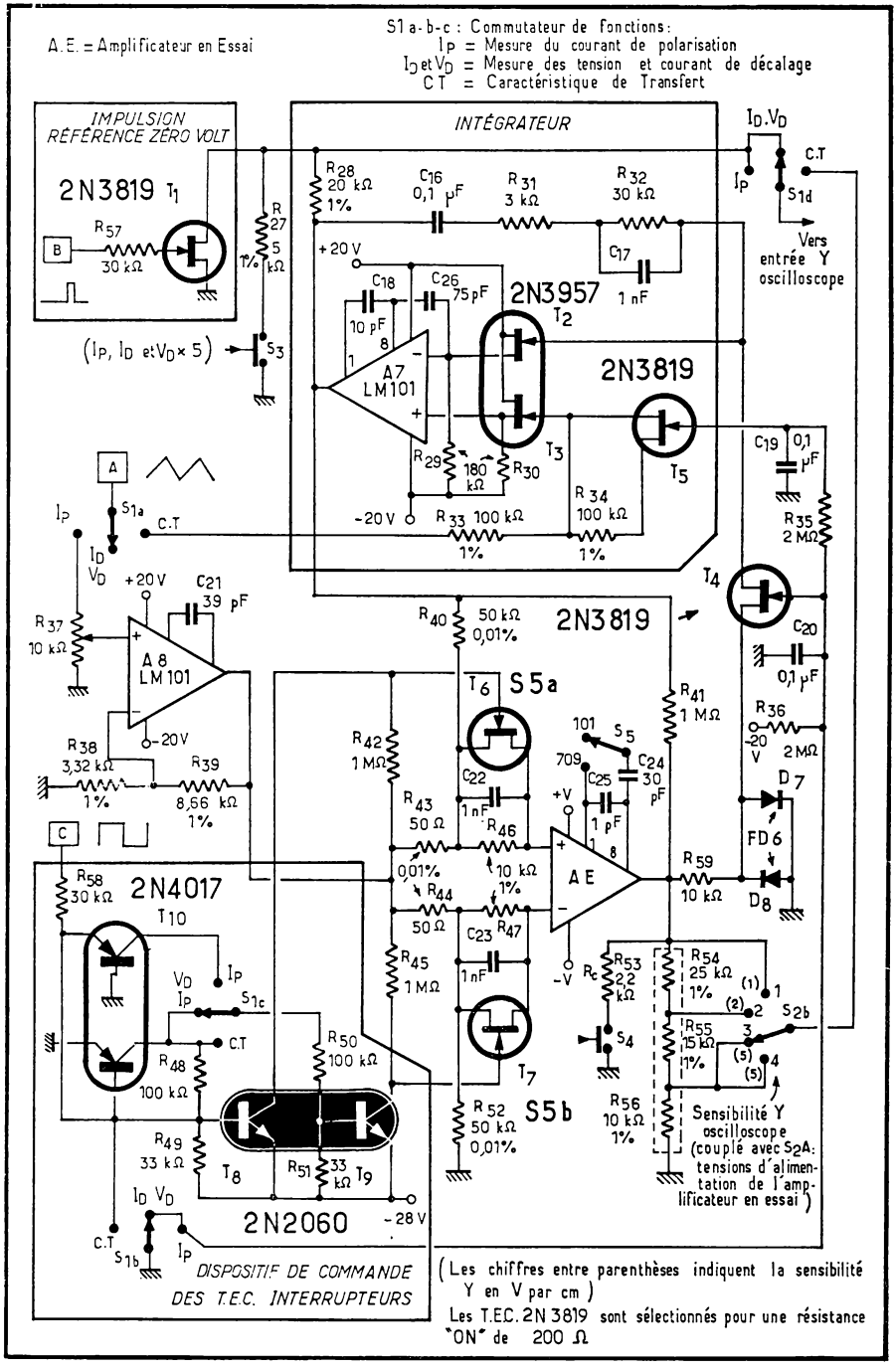


Fig. 7-23. — Schéma général de la partie « Mesure » du testeur de circuits intégrés opérationnels (Doc. National Semiconductor).

- voie X (V_E) = 0,5 mV/division,
- voie Y (V_S) =

5 V/division en position $V_{CC} = V_{EE} = 20$ V.
5 V/division en position $V_{CC} = V_{EE} = 15$ V.
2 V/division en position $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V.
1 V/division en position $V_{CC} = V_{EE} = 5$ V.

L'appareil a été prévu pour l'essai des amplificateurs opérationnels μA 709 et LM 101 mais peut, moyennant des modifications de détail, être adapté à d'autres modèles. L'ensemble peut être réalisé à peu de frais sur circuits imprimés.

Bibliographie

User's Guide to Applying and Mesuring Operational Amplifier Specification Ray Stata. — Analog Dialogue. Vol. 1, N° 3 (Bulletin publié par Analog Device). Septembre 1967.

The Correct Definition and Measurement of Input and Offset Currents. — G. Drabowski. Bulletin Rhode et Schwarz N° 45. 1971.

Amplificateurs opérationnels. — M.F. Toutain de Bussy (op. cit.).

Simple Technique Measures Op Amp Input Impedance. — Gene Haviland. Electronic Design. 15 mars 1969.

A Simplified Test Set for Operational Amplifier Characterisation. — Wm. S. Routh et M. Yamatake. Bulletin National Semiconductor N° AN 24. Juin 1969.

CHAPITRE 8

CIRCUITS DE CALCUL ANALOGIQUE

Puisque nous nous intéressons dans cet ouvrage aux amplificateurs OPERATIONNELS il semble tout à fait naturel de commencer cette seconde partie consacrée aux applications de ces éléments par les montages dans lesquels ils sont employés pour la résolution d'OPERATIONS mathématiques. Etudier ce sujet d'une manière exhaustive conduirait à enfler considérablement le volume de ce modeste ouvrage d'initiation. Aussi, malgré sa longueur relative, nous avons conscience que ce chapitre ne fait qu'effleurer le sujet. Nous prions le lecteur désireux de l'approfondir davantage de se reporter aux ouvrages et articles cités en référence.

Circuit additionneur.

L'opération mathématique la plus simple réalisable avec un amplificateur opérationnel est l'addition. Pour étudier ce circuit, conservons sous les yeux le schéma de la figure 8-1 dans lequel les résistances d'entrée R_{E1} et R_{E2} sont égales entre elles et à la résistance de contreréaction R_{CR}. Si nous n'utilisons qu'une des entrées (E_1 par exemple), l'autre étant en l'air, nous retrouvons le montage inverseur à gain unité. Considérons l'amplificateur comme parfait (gain infini, impédance d'entrée infinie), le courant qui traverse R_{CR} est égal à R_E et le point de sommation Σ est au potentiel de la masse (voir chapitre 4) et la tension de sortie est égale à V_{E1}. Appliquons maintenant des tensions V_{E1} à l'entrée E_1 et V_{E2} à l'entrée E_2. Le courant qui traverse R_{E2} est égal à $I_{E1} = V_{E1}/R_{E1}$ et celui qui traverse R_2 est

égal à $I_{E2} = V_{E2}/R_{E2}$. En vertu de ce qui a été dit plus haut (point de sommation Σ considéré comme une masse virtuelle), le courant dans la résistance R_{CR} est égal à la somme des courants I_{E1} et I_{E2}. La chute de tension aux bornes de cette résistance est donc égale à :

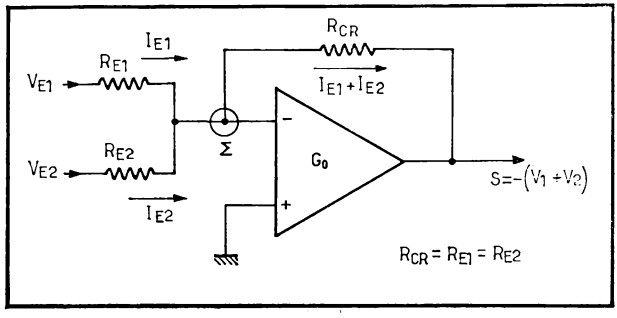


Fig. 8-1. — En multipliant les entrées d'un amplificateur inverseur de gain unité on le rend apte à effectuer des additions.

$$V_S = - R_{CR} \times (I_{E1} + I_{E2}) = - R_{CR} \times \left(\frac{V_{E1}}{R_{E1}} + \frac{V_{E2}}{R_{E2}} \right).$$

ou, comme $R_{CR} = R_{E1} = R_{E2} = R$, nous pouvons écrire :

$$V_S = - R \times \left(\frac{V_{E1}}{R} + \frac{V_{E2}}{R} \right)$$

et, simplifier par R, il vient :

$$V_S = - (V_{E1} + V_{E2}).$$

La tension de sortie est bien, au signe près, égale à la somme des tensions d'entrée.

Ce qui a été dit au chapitre 4 concernant les causes d'erreur dans un amplificateur inverseur s'applique également au montage sommateur et la tension de sortie d'un tel montage est, en fait, donnée par la formule :

$$V_S = \frac{- \left(V_{E1} \frac{R_{CR}}{R_{E1}} + V_{E2} \frac{R_{CR}}{R_{E2}} + \ldots V_{En} \frac{R_{CR}}{R\varepsilon_n} \right).}{1 + \frac{1}{G_O} \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_{E1}} + \frac{R_{CR}}{R_{E2}} + \ldots \frac{R_{CR}}{R_{AB}} \right)}$$

qui tient compte de ce que :

— 1°) le gain en boucle ouverte G_0 n'est pas infini,

— 2°) la résistance différentielle d'entrée R_{AB} n'est pas non plus infinie,

— 3°) que les valeurs des résistances R_{E1}, R_{E2}, R_{En} peuvent, du fait des tolérances inévitables présenter des légères différences.

En ce qui concerne les autres causes d'erreur on se reportera au chapitre 4.

Deux intéressantes propriétés de ce montage sont à remarquer :

a) Si l'on donne à R_{CR} une valeur égale à $n \cdot R_1 = n \cdot R_2$, la tension de sortie sera égale à la somme des tensions multipliées par le coefficient n ; le circuit répond alors à l'équation :

$$V_S = - n \cdot (V_1 + V_2).$$

b) En application de ce qui vient d'être dit, ce circuit peut également être utilisé pour obtenir la moyenne de deux ou plusieurs tensions. Prenons par exemple un circuit à trois entrées ; si nous

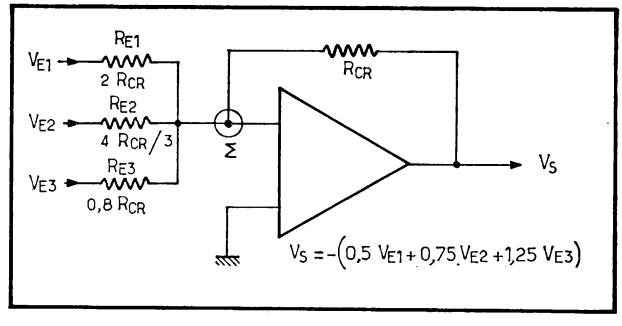


Fig. 8-2. — Les résistances d'entrée de l'additionneur n'ont pas forcément toutes la même valeur. Les termes appliqués à chacune des entrées sont alors affecté d'un coefficient qui dépend du rapport R_{CR}/R_{En} de l'entrée correspondante.

faisons $R_{CR} = R_1/3$, $n = 1/3$ et $R_1 = R_2 = R_3$, la tension de sortie sera égale à :

$$V_S = - n \cdot (V_1 + V_2 + V_3) = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

qui est bien la moyenne de ces trois tensions.

Des équations du genre :

$$\boxed{V_S = - (K_1 V_{E1} + K_2 V_{E2} + K_3 V_{E3})}$$

peuvent être également résolues au moyen d'un circuit sommateur-inverseur dans lequel les résistances R_{E1}, R_{E2}, R_{E3} ne sont plus égales à R_{CR} mais sont avec elle dans des rapports $1/K_1$, $1/K_2$, $1/K_3$. Ainsi dans l'exemple de la figure 8-2, le gain en boucle fermée de l'amplificateur est égal à :

$$\frac{R_{E1}}{R_{CR}} = 0{,}5 \qquad K = 0{,}75 \frac{R_{CR}}{R_{E2}} = 1/K_1 = 2$$

pour l'entrée E_1,

$$\frac{R_{E2}}{R_{CR}} = \frac{4}{3} \quad K = \frac{4}{3} \quad \frac{R_{CR}}{R_{E2}} = \frac{1}{K_2} = \frac{3}{4} = 0{,}75$$

pour l'entrée E_2, et

$$\frac{R_{E3}}{R_{CR}} = 1{,}25 \quad K = 1{,}25 \quad \frac{R_{CR}}{R_{E3}} = \frac{1}{K_3} = 0{,}8$$

pour l'entrée E_3.

L'équation du signal de sortie est :

$$V_S = -(0{,}5\ V_{E1} + 0{,}75\ V_{E2} + 1{,}25\ V_{E3}).$$

Remarquons que le montage non inverseur se prête aussi bien au circuit d'addition comme le prouve la simple observation de la figure 8-3. En effet nous pouvons écrire que le potentiel du point A du montage est :

$$V_A = V_S \frac{R}{R + R} = \frac{V_S}{2}$$

mais :

$$\frac{V_{E1} - V_\Sigma}{R_{E1}} + \frac{V_{E2} - V_\Sigma}{R_{E2}} = 0$$

Si $R_{E1} = R_{E2}$, nous pouvons simplifier et écrire :

$$V_{E1} + V_{E2} = 2V_\Sigma$$

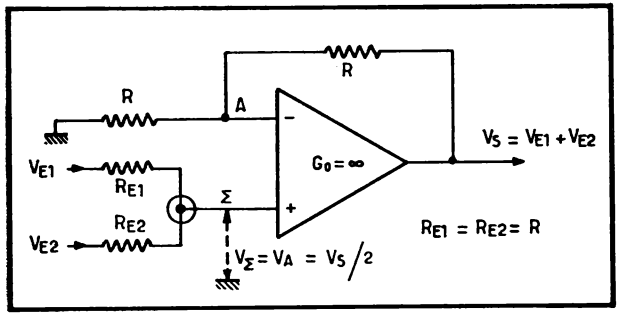


Fig. 8-3. — Le circuit non inverseur peut également être monté en additionneur.

Le gain en boucle ouverte G_0 de l'amplificateur étant infini, $V_A = V_\Sigma$, nous pouvons donc écrire :

$$V_{E1} + V_{E2} = 2V_A = 2\frac{V_S}{2} = V_S.$$

CIRCUIT DE DIFFERENCE.

Il n'y a rien à ajouter, concernant ce circuit, à ce qui a été dit précédemment sur l'amplificateur de différence, si ce n'est que les résistances R_{E1}, R_{E2}, R_3 et R_4 devront être d'égale valeur si ont veut obtenir $V_S = V_{E2} - V_{E1}$ et que les entrées sur les deux branches pourront être multiples (fig. 8-4) ; dans ce cas, on a :

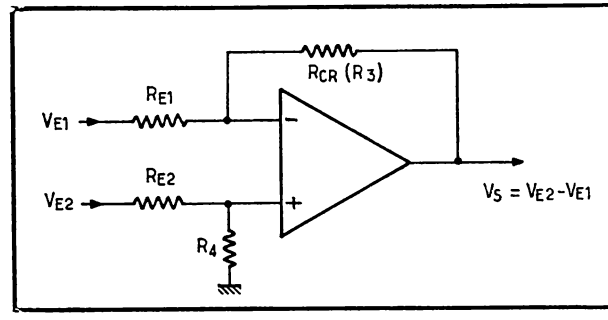


Fig. 8-4. — Rappel du schéma de principe du circuit de différence.

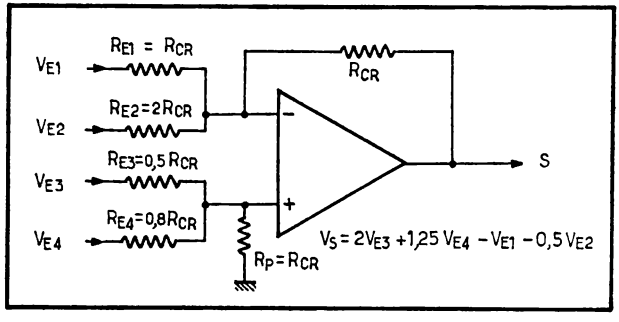


Fig. 8-5. — Pourquoi ne pas multiplier les entrées inverseuses et non inverseuses et les affecter de coefficients ? On réalise ainsi des fonctions de la forme $V_S = K_1V_1 + K_2V_2 ; \ldots - K_nV_n$.

$$V_S = (V_{E4} + V_{E3}) - (V_{E2} + V_{E1})$$

Comme dans le montage de sommation, on peut donner à la résistance de contreréaction R_{CR} une valeur n fois plus grande qu'aux résistances d'entrées pour obtenir la réponse à l'équation :

$$V_S = n\ [(V_{E4} + V_{E3}) - (V_{E2} + V_{E1})]$$

Ce qui a été dit plus haut concernant l'équation :

$$V_S = K_1\ V_{E1} + K_2\ V_{E2} + K_3\ V_{E3},$$

peut également s'appliquer au circuit de différence pour la résolution d'équations de la forme :

$$V_S = K_1\ V_{E1} - K_2\ V_{E2} + K_3\ V_{E3} \ldots\ldots$$

Les termes négatifs seront « entrés » sur les bornes raccordées à l'entrée inverseuse de l'amplificateur alors que les termes positifs entreront sur les bornes non-inverseuses — ainsi le montage de la figure 8-5 donne en sortie une tension :

$$V_S = 2V_{E3} + 1.25\ V_{E4} - V_{E1} - 0{,}5\ V_{E2}$$

Amplificateur inverseur à gain réglable.

Dans un calculateur analogique, il est souvent nécessaire d'introduire un coefficient multiplicatif k dans une équation. Ce coefficient pouvant selon les cas être positif ou négatif. Le montage de la figure 8-6 répond à ce besoin. Son fonctionnement est aisé à comprendre. Supposons que le bras mobile du potentiomètre R_1 soit à la masse. L'ensemble fonctionne comme un simple inverseur de gain en boucle fermée $G = -(R_{CR}/R_e)$. Ramenons le contact mobile de R_1 en A, c'est-à-dire côté entrée. La totalité du signal d'entrée sera appliquée à l'entrée non inverseuse alors qu'une fraction seulement, déterminée par le rapport $\frac{R_e + R_{CR}}{R_{CR}}$ sera appliquée à l'entrée inverseuse. L'entrée non inverseuse est alors prépondérante et l'ensemble fonctionne comme un étage non inverseur. Le gain de l'ensemble variera donc entre deux valeurs :

— l'une négative : $G = -\frac{R_e}{R_{CR}}$, lorsque le contact mobile du potentiomètre R_1 est en B ($k = 0$), c'est-à-dire à la masse et

— l'autre positive : $G = +1$, lorsque le contact mobile est en A ($k = 1$). L'équation générale de la tension de sortie est :

$$V_s = \left[-\frac{R_{CR}}{R_E} + k \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E} \right) \right] V_E.$$

Dans le cas particulier où $\frac{R_{CR}}{R_E} = 1$, cette équation devient :

$$V_s = (2K - 1)\ V_E.$$

Le gain varie donc entre les deux valeurs $+1$ ($K = 1$) et -1 ($K = 0$) en passant par 0 pour $K = 0{,}5$.

Amplificateur de différence à gain ajustable.

Il peut arriver que l'on désire obtenir un circuit répondant à la relation $X = n\ (a - b)$. Il n'est pas besoin pour ce faire de recourir à deux étages : un circuit de différence et un amplificateur inverseur de

gain n. Le schéma de la figure 8-7, qui ne comporte qu'un unique amplificateur, résoud très bien à lui seul le problème. Il s'agit d'un amplificateur de différence à gain réglable au moyen de la résistance kR_2 qui peut aussi bien être constituée par un potentiomètre de précision ou par un commutateur comportant autant de positions que l'on désire obtenir de valeur n.

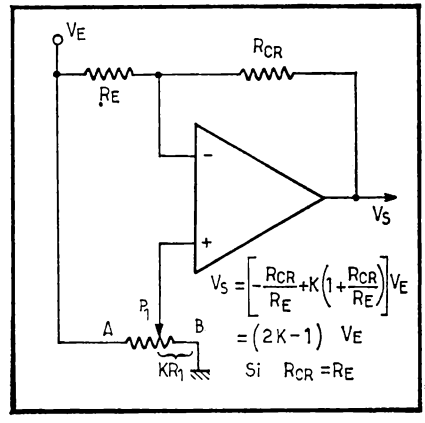


Fig. 8-6. — Selon la position du contact mobile du potentiomètre P_1 cet amplificateur passe progressivement de la fonction « inverseur » à la fonction « non-inverseur ».

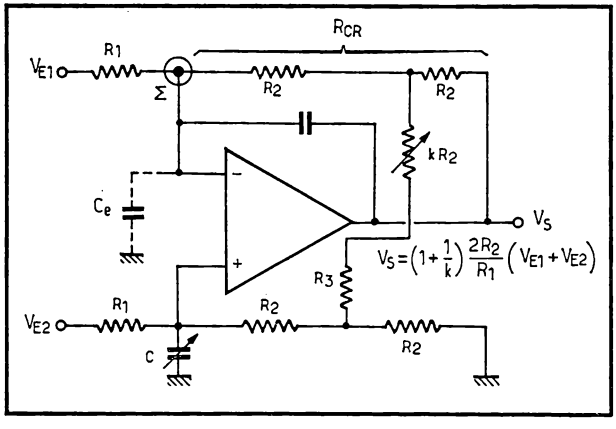


Fig. 8-7. — L'amplificateur de différence peut également être affecté d'un gain ajustable.

La réponse de ce circuit est donnée par l'équation :

$$V_S = \left(1 + \frac{1}{k}\right) \frac{2\,R_2}{R_1} \left(V_{E1} - V_{E2}\right)$$

Dans le cas particulier où $R_{CR} = 2\,R_2 = R_1$ on a :

$$V_S = 1 + \frac{1}{k} \left(V_{E1} - V_{E2}\right)$$

De cette équation on tire la conclusion que pour $k = 0$ $V_S = \infty$ (dans le cas idéal de l'amplificateur opérationnel à gain infini) c'est-à-

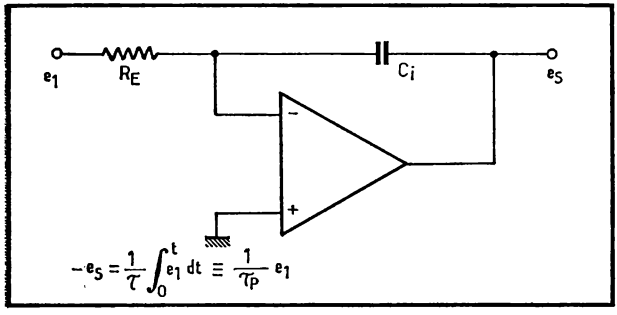


Fig. 8-8. — Schéma de principe de l'intégrateur.

dire dans la pratique G_O. Il apparaît donc comme indispensable de prévoir une résistance « butée » R_3 en série avec la résistance kR_2.

Afin de compenser l'effet des capacités parasites C_e d'entrée et de permettre une bonne réjection du mode commun dans une gamme de fréquences étendue il est nécessaire de disposer entre l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel et la masse un petit condensateur ajustable C. Commandé par des sources à faible impédance de sortie, lorsque C est convenablement réglé, on parvient, avec ce montage, à obtenir un taux de réjection du mode commun sur les fréquences basses et moyennes de l'ordre de 120 dB (10^6).

Circuits Intégrateurs.

La possibilité d'intégrer un signal avec précision est fondamentale tant pour la solution d'équations différentielles, dans un calculateur analogique, que pour l'étude de systèmes dynamiques. La figure 8-8 donne le schéma d'un montage intégrateur simple. Dans ce montage, dans le cas idéal, le courant e_1/R_E qui traverse la résistance R_E d'entrée doit être égal à celui qui traverse le condensateur d'intégration C_i ; on peut alors écrire :

$$-C_i \frac{de}{dt} = \frac{e_1}{R_E}$$

d'où

$$e_s = -\frac{1}{R_E \cdot C_i}\int_o^t e_1\,dt. = \frac{1}{\tau p} \quad (1)$$

La constante du temps d'intégration du circuit $\tau = R_E \cdot C_i$ est égale au temps nécessaire pour que la variation Δe de la tension de

(1) p : opérateur de Heaviside $= d/dt$ ou $j\omega$ dans le cas particulier d'un signal sinusoïdal pur.

sortie soit égale à

$$- \Delta e_s \frac{\Delta t}{R_E \cdot C_i} e_1.$$

Comme dans les cas précédents, les entrées peuvent être multiples (fig. 8-9) ; on aura alors :

$$e_s = - \frac{1}{\tau} \int_o^t (e_1 + e_2 + e_3)\, dt$$

où $\tau = R_E \cdot C_i$.

On peut aussi intégrer la différence de deux tensions au moyen de l'un des deux schémas de la figure 8-10. Dans les deux cas, on aura :

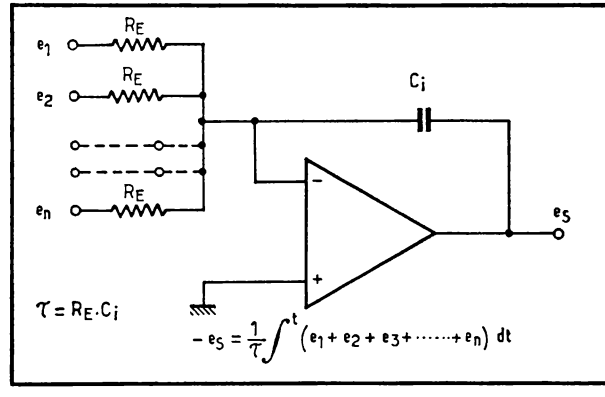


Fig. 8-9. — L'intégrateur peut également fonctionner en sommateur.

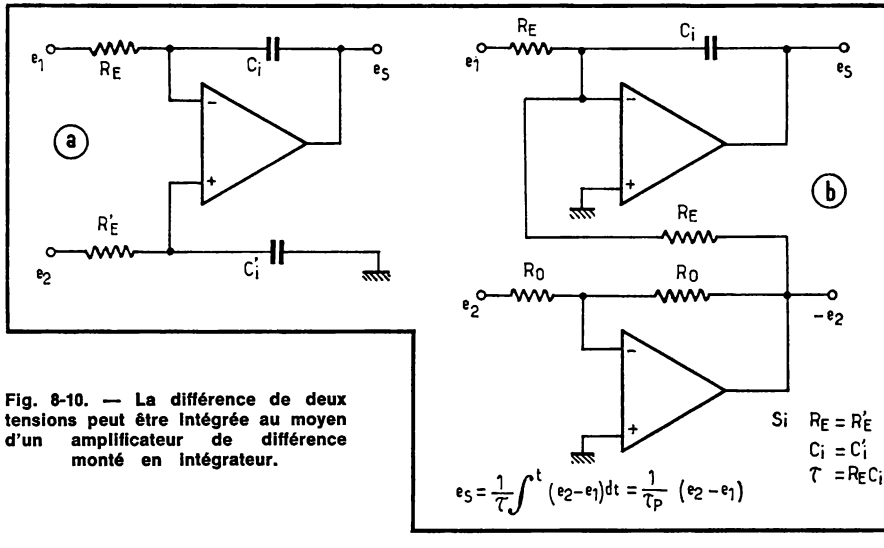


Fig. 8-10. — La différence de deux tensions peut être intégrée au moyen d'un amplificateur de différence monté en intégrateur.

$$e_s = -\frac{1}{\tau}\int_o^t (e_1 - e_2)\, dt.$$

Il est également possible d'obtenir l'intégrale double d'un signal au moyen d'un unique amplificateur opérationnel afin de résoudre des équations du type

$$\frac{d^2x}{dt^2} + ax = f\ (t).$$

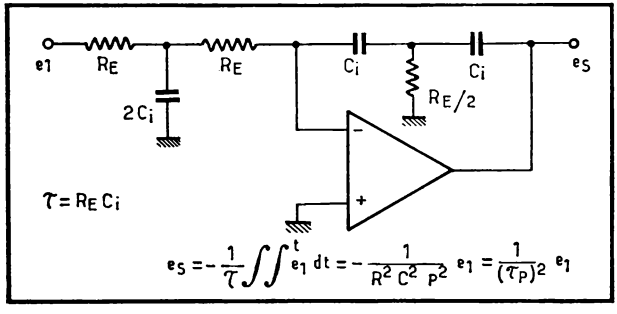


Fig. 8-11. — Schéma de principe de l'intégrateur double.

Le schéma est celui de la figure 8-11 dans lequel il faut que $R_2 = R_E/2$ et que $C_2 = 2C_i$. L'équation du signal de sortie est alors donnée par la relation :

$$e_s = -\frac{1}{\tau^2}\int\int_o^t e_1\, dt = -\frac{1}{(\tau p)^2}$$

dans laquelle $\tau = R_E \cdot C_i$.

Remarquons que si l'on boucle l'entrée et la sortie de l'intégrateur double on se trouve en présence d'un oscillateur à circuit en double T dont la fréquence d'oscillation est :

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}$$

MODES D'UTILISATION DES INTEGRATEURS.

La figure 8-12 illustre les différentes techniques d'utilisation d'un intégrateur. Dans le mode d'intégration d'un signal continu ou unipolaire à variations lentes, il est indispensable de décharger périodiquement le condensateur d'intégration, en (*a*) nous avons une simple remise à zéro en fin d'intégration au moyen de l'interrupteur S.

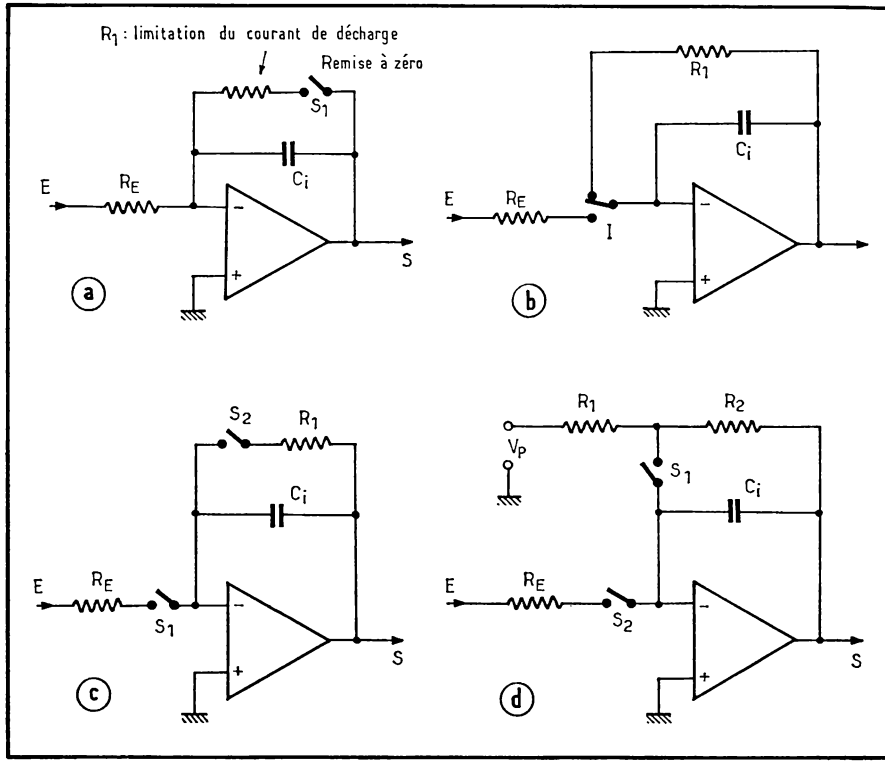


Fig. 8-12. — Les quatre principaux modes d'utilisation de l'intégrateur : (a) intégrateur avec simple remise à zéro, (b) remise à zéro avec coupure de l'entrée, (c) mémoire analogique, (d) intégrateur avec condition initiale imposée.

La résistance R monté en série avec l'interrupteur limite le courant de décharge du condensateur à une valeur compatible avec le pouvoir de coupure de l'interrupteur. En (b) l'intégration commence au moment où l'inverseur I ouvre le circuit de décharge du condensateur et établit le contact avec le circuit d'entrée. Dans le schéma (*c*) les deux interrupteurs sont séparés : lorsque S_1 se ferme le condensateur intègre la tension d'entrée, puis cet interrupteur est ouvert et le condensateur maintient la tension à ses bornes (aux fuites dues au courant de polarisation de l'amplificateur et à la résistance d'isolement du condensateur près) jusqu'à ce que S_2 soit fermé et vienne remettre l'ensemble à zéro. Nous sommes en présence d'une mémoire analogique parfois baptisée « *sample and hold* » (échantillonne et maintient) par les américains.

Au lieu de partir d'une tension nulle, l'intégration peut partir d'une tension pré-établie. Cette condition initiale est imposée au condensateur par le pont de résistances R_1-R_2 qui lui fournit une fraction de la tension V_p de référence lorsque l'interrupteur S_1 est

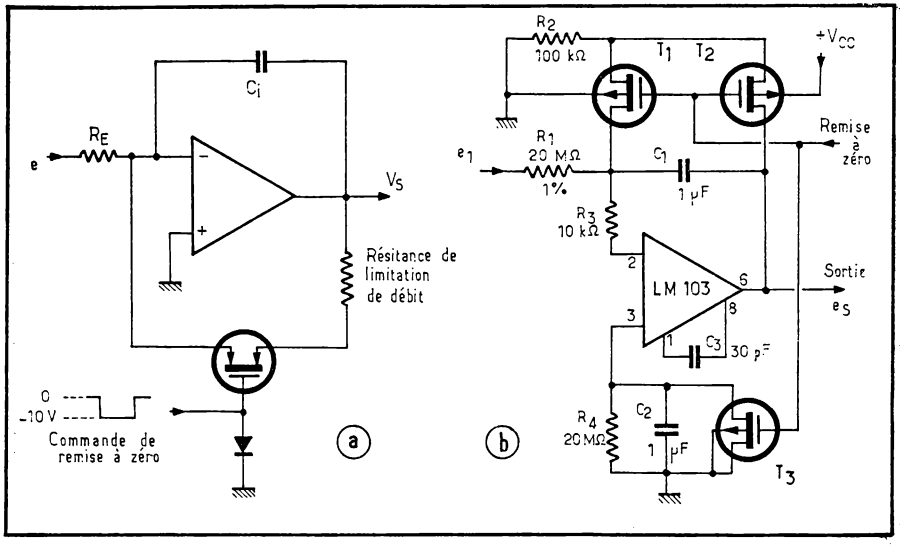


Fig. 8-13. — Dans un intégrateur rapide la remise à zéro peut être effectuée au moyen d'une porte analogique à transistors à effet de champ. (a) Schéma de principe, (b) exemple de montage pratique (Doc. National Semiconductor).

fermé, S_2 étant ouvert. L'intégration commence lorsque ce second interrupteur se ferme après ouverture de S_1 (fig. 8-12 *d*).

Dans les montages à temps d'intégation élevé les interrupteurs seront avantageusement les contacts de relais à lame souple, de préférence mouillés au mercure. Pour les intégrateurs rapides les contacts mécaniques seront souvent remplacés par des interrupteurs électroniques généralement équipés de transistors M.O.S. à effet de champ (portes analogiques) (fig. 8-13). Dans ce cas il y aura lieu, si une grande précision est requise, de tenir compte dans le calcul d'établissement de l'intégrateur des fuites de ces éléments.

CAUSES D'ERREUR DANS UN INTEGRATEUR.

Les formules énoncées ci-dessus ne sont à vrai dire exactes que dans le cas d'un intégrateur parfait, c'est-à-dire supposé à gain infini, impédance d'entrée infinie, ce qui sous-entend courant de polarisation d'entrée nul et tension de décalage nulle. En fait, dans un intégrateur réel, la tension de sortie est donnée par la formule :

$$e_s = -\frac{1}{\tau}\int e_1\,dt + \frac{1}{\tau}\int V_D\,dt + \frac{1}{C_i}\int I_D\,dt + V_D$$

V_D et I_D étant respectivement la tension et le courant de décalage d'entrée et τ la constante de temps $R_E C_i$; formule qui s'explique intuitivement — faute d'un développement mathématique qui n'aurait pas sa place dans ce modeste ouvrage d'initiation — par l'examen de la figure 8-14. On

remarque en effet que le courant qui traverse le condensateur est en réalité la somme du courant en provenance de la résistance R_E et du courant de polarisation I_D. On remarque également que, compte tenu du fait que la borne (—) de l'amplificateur constitue une masse virtuelle, la tension de décalage d'entrée V_D vient bien s'introduire en série avec la tension présente aux bornes de C_i.

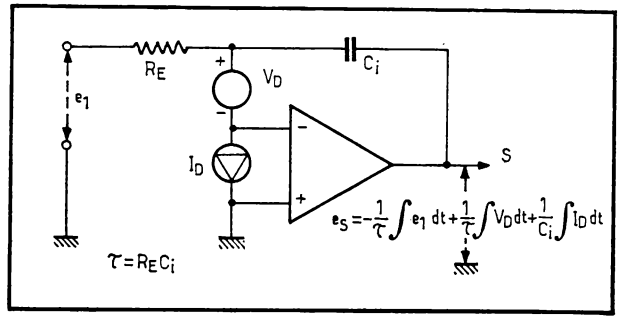


Fig. 8-14. — La tension et le courant de décalage sont sources d'erreur dans un intégrateur.

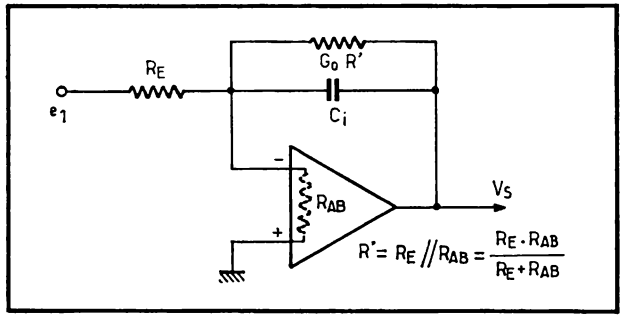


Fig. 8-15. — Autres causes d'erreur dans un intégrateur : la valeur finie du gain en boucle ouverte G_0 et de la résistance différentielle d'entrée R_{AB}.

Les valeurs finies du gain en boucle ouverte G_0 et de la résistance différentielle d'entrée sont également des causes d'erreur de ce fait le gain qui, pour un intégrateur parfait, devrait être :

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{1}{\tau p} \quad (1)$$

est en fait donné par la formule :

$$\frac{V_s}{V_E} = -\frac{1}{\tau p}\left[\frac{1}{1+\frac{1}{G_0}\left(1+\frac{1}{\tau p}+\frac{1}{R_{AB}\,C_i p}\right)}\right]$$

Tenant compte du fait que G_0 est cependant très grand, si nous posons $R' = R_E \,//\, R_{AB}$ (fig. 8-15), il vient :

(1) p : opérateur de Heaviside $= d/dt$ dans le cas général. En régime sinusoïdal $p = j\omega$.

$$\frac{V_S}{V_E} = - \frac{G_0 R'}{R_E} \cdot \frac{1}{1 + G_0 R' C_i p}$$

Si nous désignons par k : $G_0 \frac{R'}{R_E}$ et par τ' la constante de temps $G_0 R' C_i$ qui tient compte de la mise en parallèle de R_E et de R_{AB}, nous arrivons à l'expression :

$$\frac{V_S}{V_E} = - k \frac{1}{1 + \tau' p}$$

Pour un échelon unité (1) $\frac{V_0}{p}$, la tension de sortie sera donnée par la formule :

$$V_S = - k V_0 (1 - e^{\frac{-t}{\tau'}})$$

Nous voyons apparaître une nouvelle constante de temps $\tau = G_0 R' C_i$. Comme la tension de sortie V'_S d'un intégrateur parfait serait :

$$V'_S = - V_0 \frac{t}{\tau}$$

nous pouvons exprimer en pour cent l'erreur du signal de sortie :

$$\frac{V_S - V'_S}{V_S} = \frac{t}{2 G_0 (R_E \,//\, R_{AB}) C_i}$$

Cette erreur sera bien, comme on pouvait le deviner, d'autant plus faible que G_0 et R_{AB} seront plus grands. Il résulte de cette constatation et de celle qui précède concernant les erreurs dues au courant et à la tension de décalage que pour réaliser un intégrateur aussi précis que possible, il faudra faire appel à un amplificateur opérationnel de haute qualité. Pour les intégrateurs à constante de temps moyenne, on utilisera volontiers des amplificateurs à entrée par transistors à effet de champ, ou à super β et, pour les constantes de temps très élevées, des modèles stabilisés par chopper ou des amplificateurs paramétriques (diodes varactors).

En résumé, les caractéristiques souhaitables pour un amplificateur opérationnel destiné à fonctionner en intégrateur sont les suivantes :

- courant de décalage d'entrée I_D faible (de l'ordre de quelques pico-ampères) ;
- résistance différentielle d'entrée $R_{AB} \geqslant 10^{10} \Omega$;
- gain en boucle ouverte $G_0 \geqslant 10^5$ (100 dB) ;
- dérive en température aussi faible que possible $\leqslant 5$ à 10 $\mu V/°C$.

(1) Rappelons qu'un échelon unité est un signal qui passerait d'une valeur V à une valeur V' en un temps infiniment bref.

Une autre cause d'erreur dans les intégrateurs est le courant de fuite du condensateur C_i. En effet si nous comparons le schéma de la figure 8-16 à celui de la figure 8-15, nous constatons que la résistance d'isolement R_i a pris la place de la résistance équivalente G_0R' ; l'expression du pourcentage d'erreur causé par cette résistance d'isolement peut donc être évaluée de la même manière selon la formule :

$$\frac{V_s - V'_s}{V_s} = \frac{t}{2\ R_i\ C_i} = \frac{t}{2\ \tau''}$$

τ'' étant une nouvelle constante de temps égale à C_iR_i due à l'isolement non infini de la capacité.

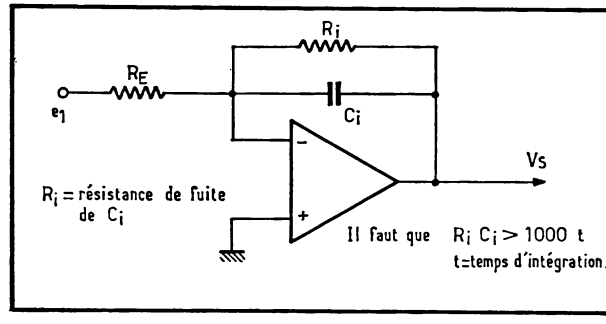


Fig. 8-16. — La résistance d'isolement du condensateur d'intégration est également une source d'erreur.

Ce qui a été dit concernant l'intégration du courant de décalage et surtout l'influence de la valeur finie de R_{AB} nous inciterait à utiliser une valeur faible de R_E de manière à minimiser ces deux causes d'erreur. Toutefois nous sommes rapidement limités dans cette voie par la nécessité de ne pas demander à l'étage amont un courant trop important et par le fait qu'en diminuant la valeur de R_E, il faut augmenter dans de mêmes proportions la valeur de C_i. Or le courant de fuite de ce condensateur croît avec sa capacité ; il faudra donc trouver un optimum, lequel se situe pour les valeurs de C_i et de sa résistance de fuite telles que l'on ait :

$$R_iC_i = \tau'' > 1000\ t,$$

t étant la durée d'intégration. Pour les durées d'intégration élevées, il faudra généralement porter son choix sur des condensateurs au polystyrène (styroflex) ou au téflon. Les modèles isolés au mylar ou au mica argenté pourront être retenus pour la réalisation d'intégrateur à temps d'intégration moyen ou faible.

REPONSE EN FREQUENCE.

La courbe 1 de la figure 8-17 représente la courbe idéale de réponse en fréquence pour un intégrateur parfait, c'est-à-dire mettant en œuvre un amplificateur opérationnel de gain infini. Cette petite merveille, comme le montre sa fonction de transfert :

$$\frac{V_S\ (t)}{V_E\ (t)} = \frac{1}{\tau j\omega}$$

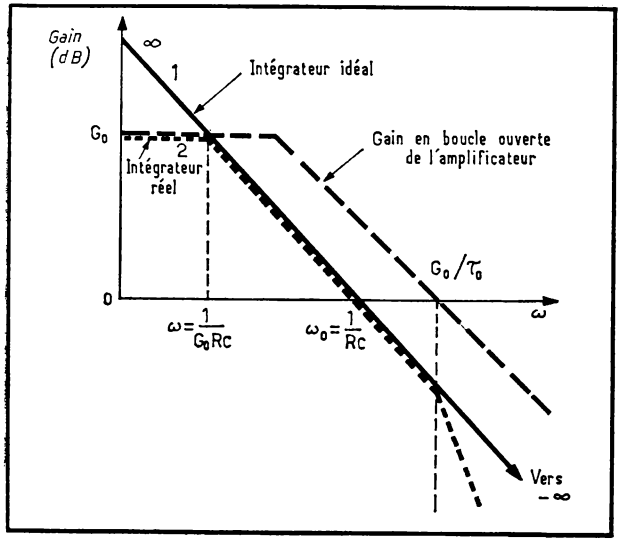


Fig. 8-17. — Le gain en boucle ouverte non-infini et la bande passante limitée d'un amplificateur opérationnel sont cause de la réponse en fréquence imparfaite de l'intégrateur.

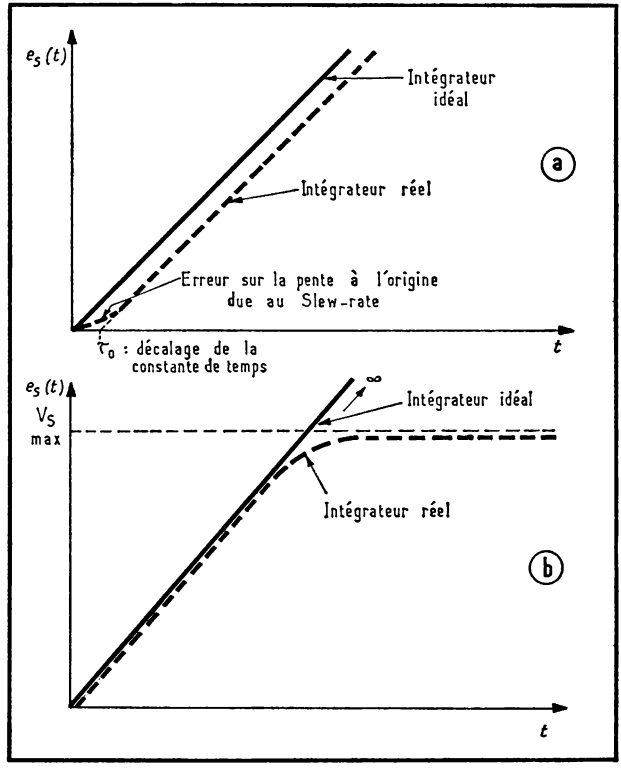


Fig. 8-18. — Dans la réponse d'un intégrateur à un échelon unité deux causes d'erreur viennent du signal de sortie imparfait : le slew rate (a) et la valeur finie de G_0 (b).

un gain infini pour une fréquence nulle et le gain unité pour la fréquence dont la pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$ et ce gain décroîtrait indéfiniment avec une pente de 6 dB par octave. Deux petits nuages viennent assombrir ce ciel bleu :

— Le gain de l'amplificateur est fini et sa bande passante aussi — c'est pourquoi la courbe de réponse n'affecte pas la belle allure d'une droite allant de plus l'infini à moins l'infini en coupant l'axe horizontal pour la fréquence $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$, mais est limitée vers le haut par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur et accuse une chute plus rapide aux fréquences élevées pour lesquelles, le gain en boucle ouverte étant inférieur à l'unité, le terme $\frac{1}{G_0}$ que nous avons rencontré plusieurs fois dans les calculs d'erreur n'est plus du tout négligeable. De cela, il découle qu'un intégrateur à amplificateur opérationnel ne donnera en alternatif des résultats vraiment satisfaisants que pour les fréquences dont la pulsation $\omega = 2\pi f$ est faible devant τ.

De ces considérations, il découle deux erreurs dans la réponse d'un intégrateur à un échelon unité :

1°) Le *slew rate* de l'amplificateur (qui est lié à la bande passante) introduit une erreur au pied de la courbe (fig. 8-18 *a*).

2°) La valeur finie du gain en boucle ouverte limite la tension de sortie à la tension maximale de sortie de l'amplificateur (fig. 8-18 *b*).

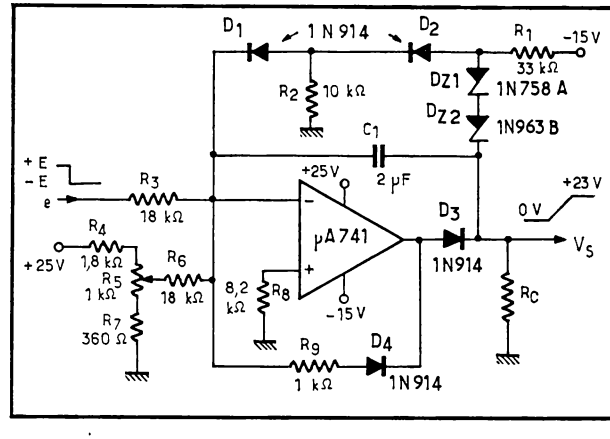


Fig. 8-19. — Dans un intégrateur rapide il est nécessaire de limiter la tension de sortie en dessous de la valeur pour laquelle la saturation prend naissance. En plus du circuit anti-saturation D_1, D_2, D_{Z1}, ce montage comporte un dispositif à seuil d'intégration réglable.

Dans un intégrateur rapide, il est important d'éviter que la saturation de l'amplificateur ne soit atteinte, ce qui augmenterait le temps de récupération. Le montage de la figure 8-19 comporte un dispositif de limitation de la tension de sortie comparable à ceux décrits au chapitre 5. Dès que la tension de seuil de la diode de Zener D_z

est atteinte, les diodes D_1 et D_2 conduisent et ramènent à l'unité le gain de l'amplificateur. Le rôle des diodes D_3 et D_4 est de maintenir toujours positive la tension de sortie. Le seuil de fonctionnement du montage pour les tensions d'entrée négatives est ajustable entre — 3 et — 10 V au moyen du potentiomètre R_5.

FONCTION PROPORTIONNELLE ET INTEGRALE.

Certains automatismes mettent en œuvre des dispositifs de régulation proportionnelle et intégrale. Cette fonction peut aisément être réalisée moyennant une modification mineure du montage intégrateur. En effet si nous introduisons une résistance R_{CR} en série avec le condensateur (fig. 8-20) d'intégration C_i, la réponse du circuit sera la somme de deux fonctions :

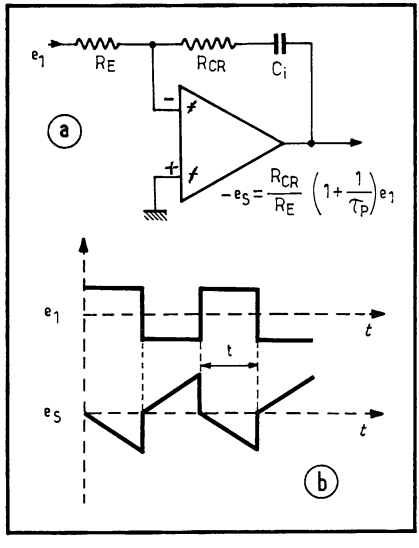


Fig. 8-20. — Une résistance R_{CR} placée en série avec le condensateur d'intégration transforme le montage intégrateur en fonction proportionnelle et intégrale (a). En (b) réponse du circuit à un signal carré.

— la fonction proportionnelle qui dépend du rapport $\frac{R_{CR}}{R_E}$ comme dans un inverseur classique et la fonction intégrale qui dépend surtout de la constante de temps $\tau = R_{CR} \cdot C_i$.

La tension de sortie du montage est donnée par l'équation :

$$e_s = -\frac{R_{CR}}{R_E}\left(1+\frac{1}{\tau p}\right) e_1$$

La figure 8-20 *b* reproduit la réponse de ce circuit à un signal carré de demi-période $t/2 < \tau$

Circuit de dérivation.

En intervertissant les positions relatives du condensateur et de la résistance d'un intégrateur nous passons au montage dérivateur (fig. 8-21). Le courant qui traverse le condensateur est donné par la formule :

$$i_C = C_d \frac{de_1}{dt}$$

Dans le cas idéal d'un amplificateur à gain en boucle ouverte G_O et à résistance différentielle d'entrée infinis la totalité de ce courant traverse également la résistance R_{CR} ; on peut alors écrire :

$$e_S = - i_C R_{CR} = - R_{CR} C_d \frac{de_1}{dt} = \tau p e_1$$

τ étant la constante de temps $R_{CR} C_d$ et p, rappelons-le, l'opérateur de Heaviside : d/dt.

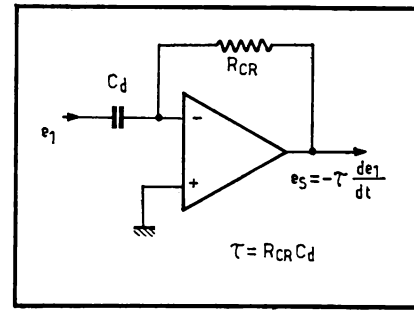


Fig. 8-21. — Schéma de principe du dérivateur.

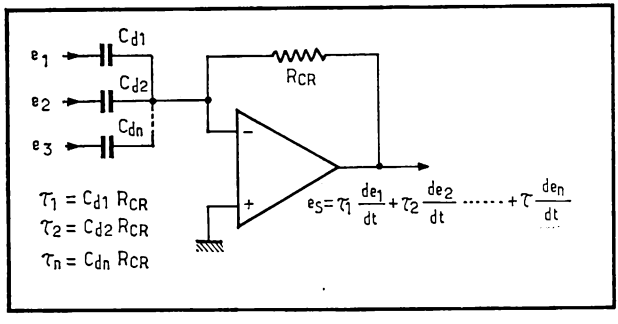


Fig. 8-22. — Les entrées du dérivateur peuvent être multiples.

La tension de sortie est donc bien proportionnelle à la dérivée par rapport au temps du signal d'entrée.

De même que pour l'intégrateur, plusieurs signaux peuvent être appliqués simultanément à un dérivateur à travers des condensateurs

de dérivation multiples (fig. 8-22). La tension de sortie sera alors donnée par la relation :

$$-e_S = \tau_1 \frac{de_1}{dt} + \tau_2 \frac{de_2}{dt} + \ldots \tau_n \frac{de_n}{dt}$$

dans laquelle τ_1, τ_2 ... τ_n sont les constantes de temps constituées avec la résistance R_{CR} respectivement par les condensateurs C_{d1}, C_{d2} ... C_{dn}.

Le montage dérivateur peut également être utilisé en différentiel selon le schéma de la figure 8-23. Si les valeurs des éléments R_{CR} et C_d sont les mêmes sur les deux voies, ce qui est le cas le plus courant, on peut écrire :

$$e_S = R_{CR} C_d \frac{d\,(e_1 - e_2)}{dt} = \tau p\,(e_1 - e_2)$$

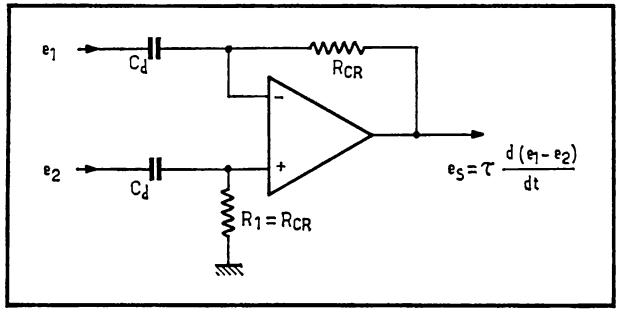
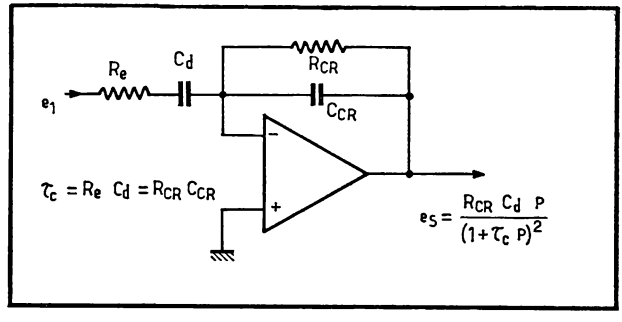


Fig. 8-23. — L'amplificateur de différence s'accommode bien du fonctionnement en dérivateur.

Fig. 8-24. — La stabilité en fréquence du dérivateur est obtenue au moyen des résistance R_e et condensateur R_{CR} dont la présence modifie quelque peut l'équation de la fonction de transfert.



Dans le cas général la relation serait :

$$e_S = \tau_1 \frac{de_1}{dt} - \tau_2 \frac{de_2}{dt}$$

Dans tous ces montages, pour des raisons de stabilité et d'immunité aux perturbations à fréquence élevée, il est recommandé de shunter la résistance de contreréaction par un petit condensateur C_r et de placer

une petite résistance R_e en série avec le condensateur d'entrée (fig. 8-24) ; le montage n'étant plus un dérivateur « vrai », sa réponse sera alors entachée d'une erreur qui, ramenée à l'entrée, et en tenant compte des caractéristiques non idéales de l'amplificateur, sera donnée par la relation :

$$\left(\frac{de_1}{dt}\right)_{erreur} = \frac{1}{C_d}\left[\left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_{AB}}\right) V_D + i_D\right]$$

V_D et i_D étant la tension et le courant de décalage.

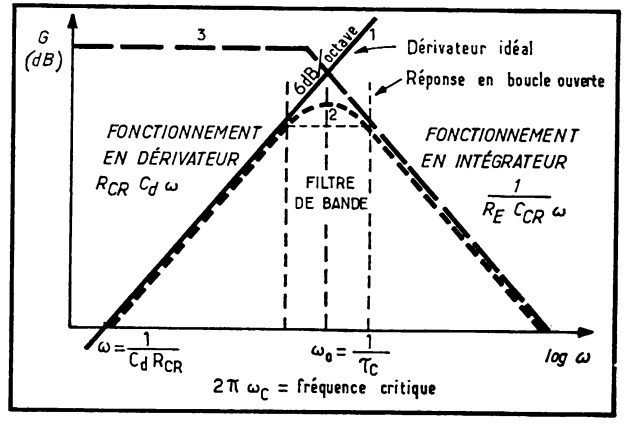


Fig. 8-25. — La courbe de réponse en fréquence d'un dérivateur compensé associe la fonction de dérivation — partie ascendante de la courbe 2 — à celle d'intégration — partie descendante de cette même courbe.

Les valeurs des éléments R_d et C_d du dérivateur doivent être choisies de telle manière que la vitesse maximale de variation du signal d'entrée prévue de_1/dt donne, en sortie, la tension maximale admissible sans distorsion $/e/$ max. ; la valeur de ces éléments peut être calculée d'après la relation :

$$R_d C_d = \frac{|\ e\ |\ \text{max.}}{\left|\frac{de_1}{dt}\right|\ \text{max.}}$$

Les éléments de stabilisation C_{CR} et R_e devront être calculés de telle manière que la pulsation critique

$$\omega_C = \frac{1}{\tau_C} = \frac{1}{R_e C_d} = \frac{1}{R_d C_{CR}}$$

ne soit pas supérieure à la moyenne géométrique entre $1/C_d$. R_d et la pulsation ω_H correspondant au produit gain bande de l'amplificateur :

$$\tau_C > \sqrt{\frac{R_d C_d}{\omega_H}} \quad \text{ou} \quad R_E C_{CR} > \frac{1}{\omega_H}.$$

Dans ce montage, la réponse en fréquence qui, pour un dérivateur idéal, affecterait l'allure d'une droite partant d'un gain nul pour la fréquence zéro et tendant vers l'infini lorsque la fréquence croît, en passant par le gain unité pour la fréquence à laquelle l'impédance $1/C\omega$ est égale à la résistance R_{CR} combine la courbe d'un dérivateur de constante de temps $C_d R_{CR}$ et d'un intégrateur de constante de temps $C_{CR} R_e$ (fig. 8-25).

FONCTION DERIVEE ET PROPORTIONNELLE.

De même que la fonction d'intégration, la fonction de dérivation peut être associée à la fonction proportionnelle (amplificateur inverseur) pour donner la fonction proportionnelle et dérivée qui trouve sa place dans certains automatismes. Il suffit de placer une résistance R_1 en parallèle sur le condensateur d'entrée (fig. 8-26).

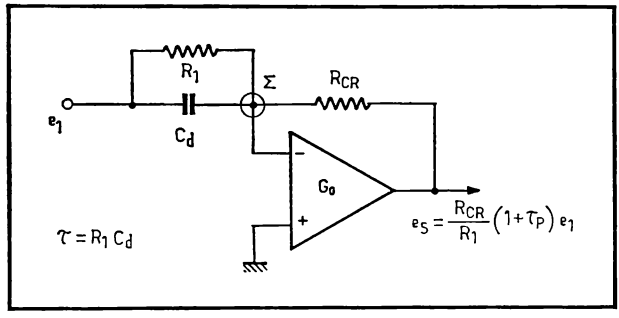


Fig. 8-26. — L'adjonction de la résistance R_1 transforme le dérivateur en fonction dérivée et proportionnelle (a).

La réponse du circuit peut être déduite de la simple superposition des deux fonctions puisque les courants fournis au point de sommation Σ sont indépendants l'un de l'autre et ne se combinent que dans la résistance de contreréaction. Dans le cas d'un amplificateur opérationnel parfait l'équation de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée serait :

$$-e_S = \frac{R_{CR}}{R_1}(1 + \tau p)\, e_1$$

dans laquelle τ est la constante de temps $R_1 C_d$.

Ainsi qu'il est possible de le voir sur les courbes de la figure 8-27 *a* la réponse en fréquence du montage est pratiquement linéaire tant que l'impédance du condensateur d'entrée C_d est grande devant R_1 la réponse en dérivateur prend naissance aux environs de la fréquence pour laquelle $\omega = 1/R_1 C_d$. Comme la seule logique permettait de s'y attendre le gain dans la partie linéaire est fonction du rapport R_{CR}/R_1 comme dans un simple amplificateur inverseur.

De la même manière que dans le dérivateur pur, pour des raisons de stabilité aux fréquences élevées, on est souvent amené à introduire

une résistance R_e en série avec le condensateur de dérivation ainsi qu'un condensateur C_{CR} en parallèle avec la résistance R_{CR} (fig. 8-28) ce qui modifie quelque peu la réponse du montage dont la fonction de transfert devient :

$$-e_S = \frac{R_{CR}}{R_1} \frac{1}{1 + R_{CR}\, C_{CR} p} 1 + \frac{R_1\, C_d\, p}{1 + R_e\, C_d\, p}\, e_1$$

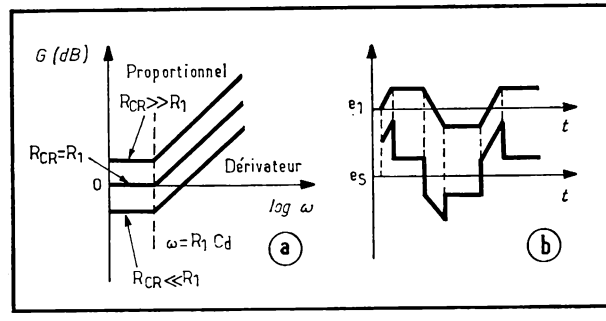


Fig. 8-27. — Tout comme dans un amplificateur inverseur classique, le gain de la zone linéaire de la courbe en fréquence de la fonction dérivée et proportionnelle dépend du rapport $R_{CR}/R1$ (a). En (b) exemple de réponse à un signal trapèze.

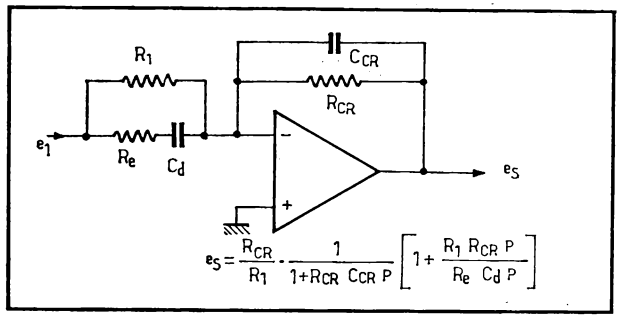


Fig. 8-28. — Schéma de la fonction proportionnelle et dérivée compensé en fréquence.

La figure 8-27 *b* donne un exemple de réponse du circuit à un signal trapézoïdal.

Circuit à réponse logarithmique.

Certaines jonctions, en particulier la jonction base-émetteur d'un transistor à fort β, présentent une caractéristique logarithmique courant-tension dans une très importante gamme de courants (de cinq à six décades pour certains modèles). On conçoit sans difficulté que l'on ait pu mettre à profit ces propriétés pour réaliser des circuits électroniques capables de fournir le logarithme ou l'anti-logarithme d'un signal d'entrée.

La chute de tension aux bornes d'une telle jonction est, dans la zone intéressée, liée au courant direct qui la traverse par une formule de la forme :

$$e = -E_0 \log \frac{i_1}{I_0}$$

dans laquelle E_0 est égal à KT/q (K étant la constante de Boltzmann, T la température absolue de la jonction en degré Kelvin et q la charge de l'électron) ; I_0 est le courant de repos du transistor et i_1 le courant d'entrée soit e_1/R_E.

On voit que pour obtenir un circuit dont la tension de sortie soit proportionnelle au logarithme de celle d'entrée, il suffit (en principe) de remplacer la résistance de contreréaction d'un amplificateur opérationnel par une jonction polarisée en direct.

On préfère souvent l'emploi de transistors à fort β à celui de diodes. Trois montages sont possibles :

— connexion en diode : la diode base-émetteur du transistor est utilisée — celle base collecteur étant court-circuitée (fig. 8-29 *a*) ;

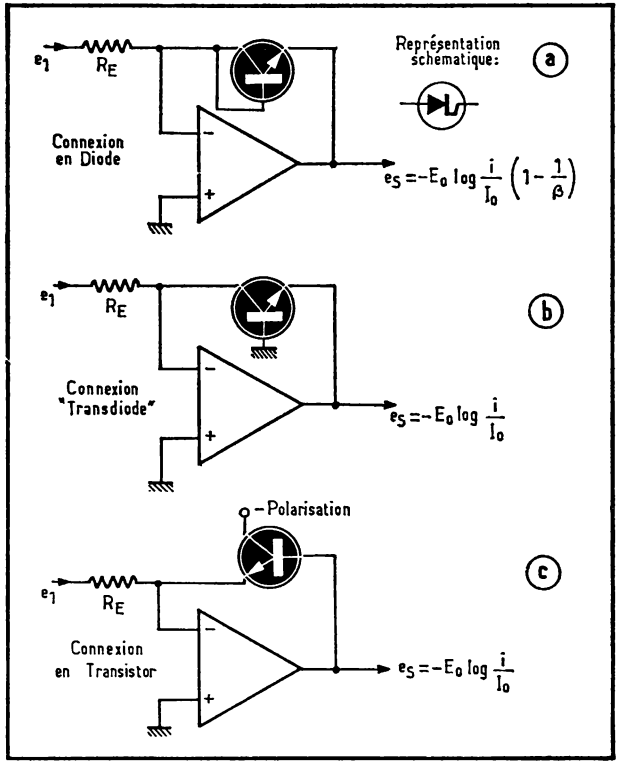


Fig. 8-29. — Un transistor peut être utilisé de trois manières pour conférer à un amplificateur opérationnel une caractéristique logarithmique : (a) diode, (b) transdiode et (c) transistor.

— connexion dite *Transdiode* (fig. 8-29 *b*). La base du transistor est ramenée à la masse — ce mode de connexion permet un fonctionnement sur une plage beaucoup plus étendue : 9 décades de courant contre 3 à 6 en connexion « Diode » ;

— connexion en transistor (fig. 8-29 *c*) dont les performances ne diffèrent guère du montage en diode mais permet toutefois une compensation en température au moyen d'une polarisation appropriée. Les courbes de la figure 8-30 permettent de comparer les résultats obtenus à l'aide de ces trois montages.

Afin d'assurer une bonne stabilité du montage en haute fréquence il est nécessaire, dans les montages utilisant un transistor selon la configuration « transdiode » (1), d'introduire en série avec l'émetteur

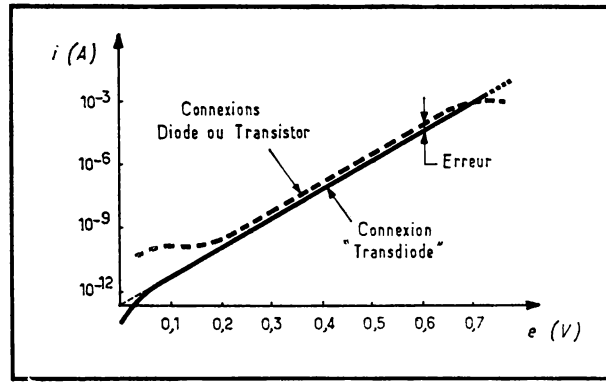


Fig. 8-30. — Le montage « transdiode » donne une réponse logarithmique sur un plus grand nombre de décade. En fait l'erreur due au terme (1 — 1/β) de la courbe 2 (fonctionnement en diode) a été considérablement exagérée sur la figure dans un but de lisibilité (Doc. Philbrick Nexus).

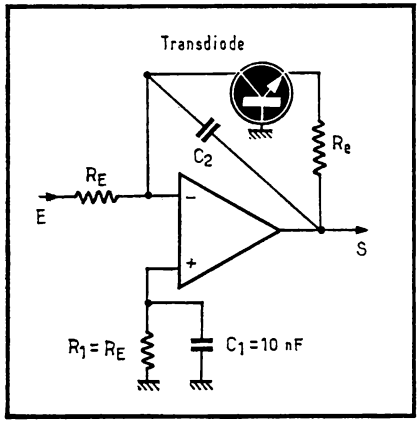


Fig. 8-31. — Montage logarithmique protégé contre les risques d'oscillation par le condensateur C_2 et la résistance R_e.

une résistance de protection R_e et de shunter l'ensemble avec un condensateur C_2 (fig. 8-31). Ce dernier a pour effet d'introduire une compensation en fréquence qui limite les risques d'oscillation aux fréquences élevées. La valeur de ce condensateur, qui se situe entre 10 et 1 000 pF, dépend essentiellement des caractéristiques propres à

(1) En fait, en configuration « transdiode » le transistor fonctionne en base commune et par conséquent, du point de vue H.F. avec un certain gain, faible sans doute puisqu'il fonctionne en inversé, mais qui peut être suffisant pour provoquer la naissance d'oscillations indésirables.

l'amplificateur. En ce qui concerne la résistance R_e, dans la pratique on lui donnera une valeur comprise entre le tiers et la moitié de celle de la résistance d'entrée R_E lorsque le montage travaille *en tension*. Dans les schémas attaqués en courant la valeur de R_e se situera entre 1 et 100 kΩ. Dans tous les cas il faudra se souvenir que, vues de la sortie la résistance de charge et celle de contreréaction sont en parallèle et que la charge résultant de la mise en parallèle de ces deux résistances ne doit pas dépasser la charge maximale spécifié par l'amplificateur, il faut donc que :

$$R_e \,//\, R_C \geqslant R_{C\ mini}$$
$$R_{C\ mini} = V_{S\ max}/I_{S\ max}$$

$V_{S\ max}$ et $I_{S\ max}$ sont les valeurs maximales spécifiées de la tension et du courant de sortie de l'amplificateur.

Les montages à réponse logarithmique n'admettent qu'une unique polarité d'entrée — sauf dispositions spéciales — laquelle dépend du

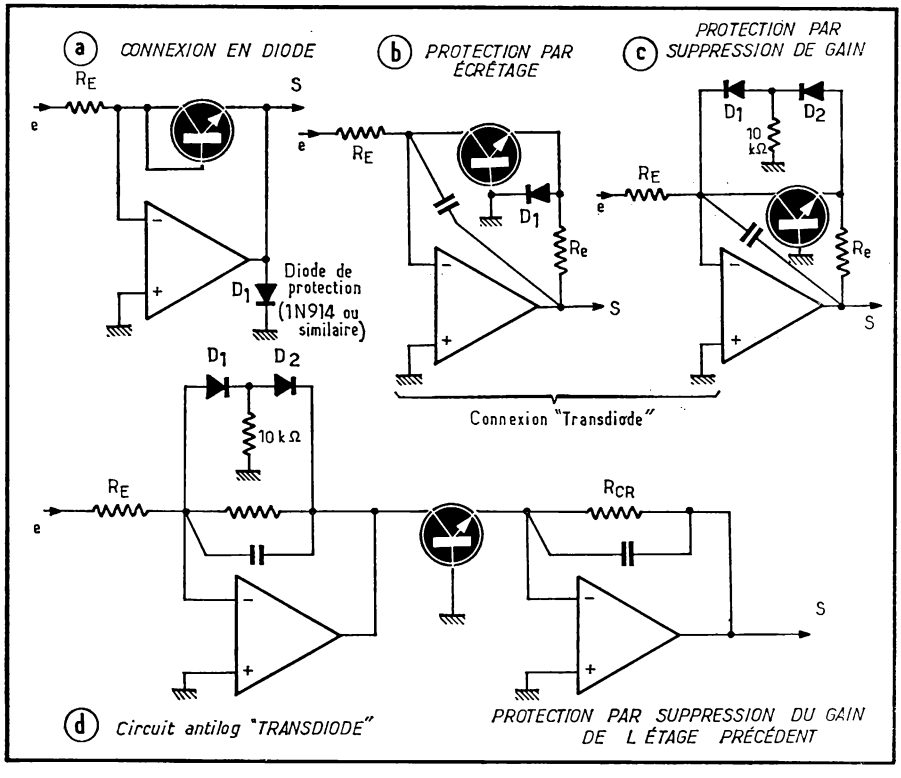


Fig. 8-32. — Protection d'un montage à réponse logarithmique contre les inversions accidentelles de la polarité d'entrée. Dans le montage (d) c'est le premier amplificateur (à gauche) qui assure la protection contre l'inversion de polarité.

sens de branchement de la diode ou du transistor montée en contre-réaction. Pour protéger ces éléments, dont la tension inverse dépasse rarement quelques volts, il est prudent d'avoir recours à un dispositif qui limite la tension de sortie en dessous de la valeur dangereuse en cas d'inversion accidentelle de la tension d'entrée. Les schémas de la figure 8-32 en donnent quelques exemples. En *a*, *b* et *c* il s'agit d'un simple écrêtage par diode (la 1 N 914 convient très bien pour cet usage). Le montage (*d*) est destiné à la protection du transistor d'entrée d'un montage antilogarithmique et est basé sur le même principe que celui du montage (*c*) : suppression du gain de l'amplificateur de l'étage amont pour les tensions négatives d'entrée.

D'une grande simplicité théorique, ces montages, pour donner satisfaction malgré les variations inévitables des différents paramètres, doivent être équipés de dispositifs de compensation (du courant et de la tension de décalage, de la dérive, du courant inverse des jonctions fournissant la fonction logarithmique, etc.). C'est pourquoi, très souvent les amplificateurs logarithmiques comportant l'amplificateur opérationnel, l'élément à réponse logarithmique (diode ou transistor) des circuits de compensation et ceux de protection contre les surcharges ou les inversions de polarité sont réunis dans un boîtier unique (1). Pour des réalisations simples et ne nécessitant pas une haute précision, nous reproduisons à la figure 8-33 deux schémas pratiques.

Dans le premier (*a*) l'élément à réponse logarithmique est un transistor monté en transdiode et protégé contre les risques d'oscillations par le condensateur C_{CR} et contre les risques d'inversion de polarité par la diode D_1. Le courant de repos est ajusté au moyen du potentiomètre P_1 et la tension de décalage avec P_2.

Dans ce montage (*a*) la tension et le courant de décalage sont compensés séparément au moyen des potentiomètres P_1 (courant) et P_2 (tension).

Le second (*b*) met en œuvre un amplificateur opérationnel (A_1) 230 J (Analog Device) stabilisé par chopper. L'élément à réponse logarithmique est l'un des transistors d'un module 751 N (2). L'autre transistor de ce module, associé à un second amplificateur (A_2) d'un modèle économique, fournit au premier un courant de référence I_2 égal à la valeur maximale spécifiée du courant d'entrée I_1. Ce qui a pour double effet :

— d'assurer une compensation des variations en fonction de la température du transistor T_1 ;

— d'obtenir une réponse réellement logarithmique sans introduc-

(1) C'est pourquoi nous ne traiterons pas ici des différentes causes d'erreur capables d'entacher la précision des montages logarithmiques qui sont l'affaire de spécialistes.

(2) Ce module comporte deux transistors appariés ainsi qu'un pont de résistances : R_G (compensation des différences de gain dues au fait que les transistors sont appelés à travailler avec des courants différents), et R_{TC} (compensation en température).

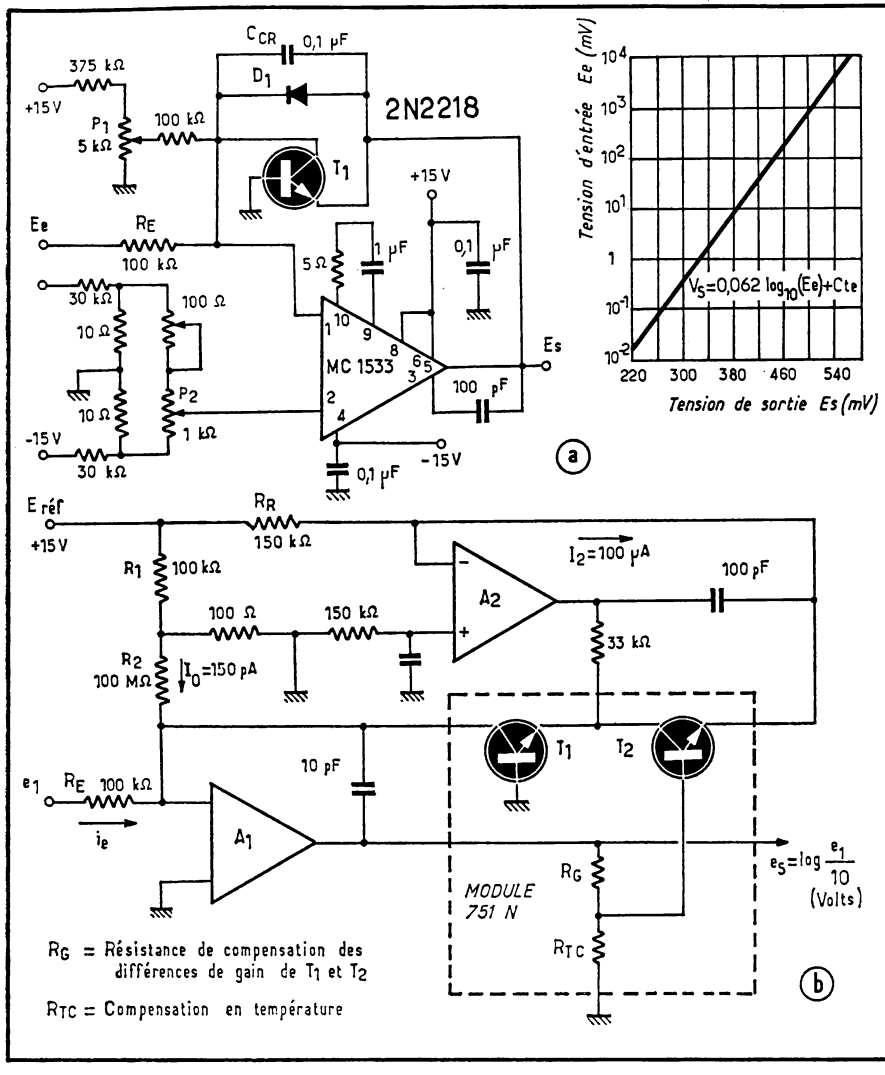


Fig. 8-33. — En pratique un montage à réponse logarithmique n'est pas si simple que les schémas de la figure 8-29 le laissaient croire. En (a) montage pratique compensé en tension et courant de décalage et en (b) compensé en température au moyen du transistor T_2 et de l'amplificateur A_2 (Doc. Motorola et Analog Device).

tion de coefficient multiplicatif ni d'une constante comme c'est le cas dans le schéma précédent. L'équation de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée est :

$$-e_S = 1{,}0 \log \frac{e_1 R_R}{E_R R_E} = \log \frac{e_1 \times 150\ k}{15 \times 100\ k} = \log \frac{e_1}{10}\ (\text{Volts}) \qquad (1)$$

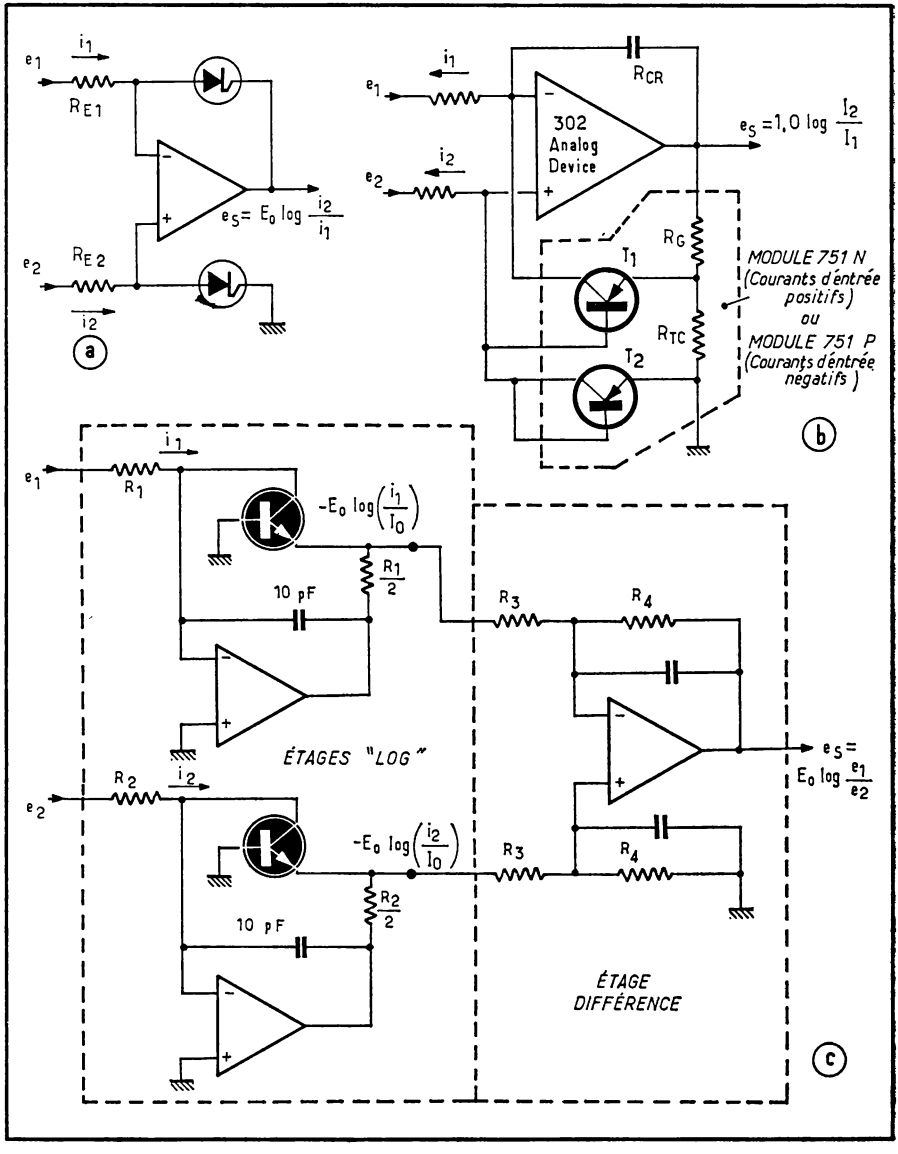


Fig. 8-34. — Le schéma différentiel à réponse logarithmique donne le logarithme du rapport de deux tensions. (a) schéma de principe. (b) montage pratique compensé en température et (c) montage à très faible courant (Analog Device).

Ce montage donne satisfaction pour des tensions d'entrées comprises entre 1 mV et 10 V soit quatre décades de tension d'entrée et entre 10 nA et 100 μA de courant soit également quatre décades. Par l'emploi d'un amplificateur principal A_1 à entrée par varactors

(modèle 310 Analog Device par exemple) cette gamme peut être portée à 7 décades de courant.

Le montage différentiel (fig. 8-34) est également utilisable avec les circuits logarithmiques, il permet d'obtenir le logarithme du rapport de deux tensions ou de deux courants puisque log a — log b = log (a/b) ; la relation générale qui lie leur tension de sortie au courant d'entrée est de la forme :

$$e = E_0 \log \left(\frac{i_1}{i_2} \right)$$

La figure 8-34 en donne le schéma de principe en (a), deux montages pratiques sont donnés en (b) — montage compensé en température grâce à l'emploi d'un module 751 (Analog Device) déjà inscrit sommairement plus haut — et en (c) schéma pour très faibles courants d'entrée qui fait appel à des amplificateurs logarithmiques séparés et à un amplificateur de différence.

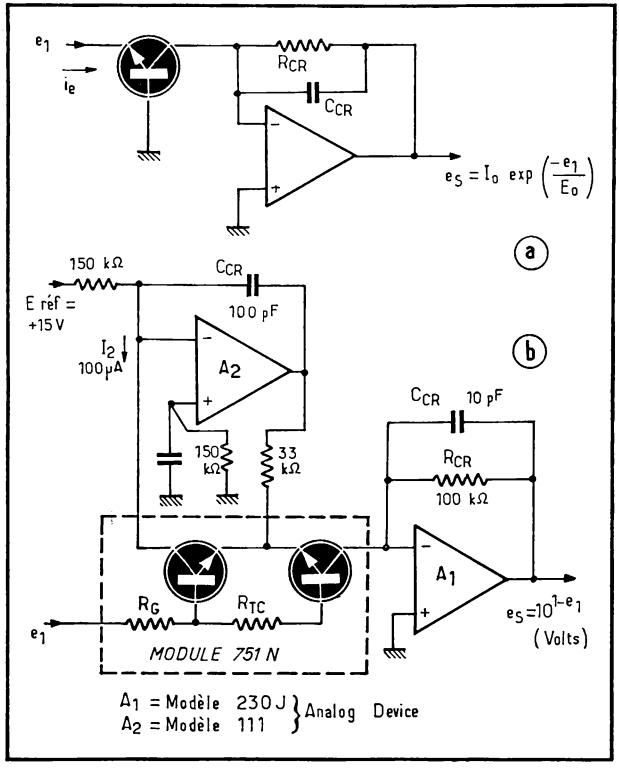


Fig. 8-35. — En inversant les positions réciproques de la résistance et de la jonction (diode ou transistor) le montage à réponse logarithmique se comporte en fonction « antilog » ou exponentielle ; (a) schéma de principe et (b) réalisation pratique compensée en température. (Doc. Analog Device).

La fonction antilog peut être obtenue en inversant les positions respectives de la jonction (diode ou transistor) et de la résistance.

Nous en donnons le schéma de principe à la figure 8-35 *a*. Le montage pratique de la figure 8-35 *b* met en œuvre comme l'amplifica-

teur logarithmique de la figure 8-33 un circuit de compensation fournissant un courant de référence grâce auquel aucun coefficient multiplicatif ni constante ne sont nécessaires. L'équation de sa tension de sortie est :

$$-e_S = 10^{1-e_1}$$

Pour une tension d'entrée variant entre 0 et 5 V la sortie varie entre 10 V et 100 μV soit une décade de tension de sortie par volt de tension d'entrée.

FONCTION $Y = X^n$.

Sachant que $\log X^n = n \log X$ il vient immédiatement à l'esprit une application simple des circuits à réponse logarithmique : la résolution de l'équation $Y = X^n$; n pouvant du reste aussi bien être entier, décimal ou fractionnaire ainsi que nous allons le montrer un peu plus loin.

1°) On obtient une tension ou un courant proportionnels à log X au moyen d'un circuit à réponse logarithmique.

2°) Ce signal est appliqué à un amplificateur de gain n qui fournira n log X. Dans les cas où n est plus petit que 1 (exposant fractionnaire) il pourra s'agir d'un simple diviseur de précision.

3°) Au moyen d'un circuit antilogarithmique on obtient :

$$\text{antilog } (n \log X) = X^n \text{ (fig. 8-36 } a \text{ et } c).$$

Il est même possible de rendre n ajustable au moyen d'un potentiomètre (fig. 8-36 *b*) ainsi, avec le montage de la figure 8-36 *d* il est tout aussi facile d'obtenir X^2 ou X^3 que $\sqrt[2]{X} = X^{1/2}$ ou $\sqrt[3]{X} = X^{1/3}$: il suffira d'ajuster le rapport des résistances R_1 et R_2 en conséquence. Dans le cas particulier du schéma on a $R_2/R_1 = 3$, on est donc en présence d'un circuit à fonction cubique. En faisant $R_2/R_1 = 2$ on aurait la fonction carrée, le montage s'appellerait « quadrateur ». Des quadrateurs et des circuits à fonction cubique ou racine sont réalisés sous un boîtier unique et distribué par les principaux fabricants d'amplificateurs opérationnels.

Il existe d'autres méthodes pour obtenir la fonction quadratique ou la fonction cubique, nous les évoquerons brièvement un peu plus loin.

Le montage élévateur au cube de la figure 8-36 *e*, compensé en température au moyen d'un circuit à courant de référence, est un peu plus complexe puisque c'est en agissant sur le gain de l'amplificateur de courant de référence A_3 qu'est obtenu la multiplication par 3 du log de X.

Circuits de multiplication.

Il existe de nombreuses manières d'obtenir par des moyens électroniques une tension proportionnelle au produit de deux tensions.

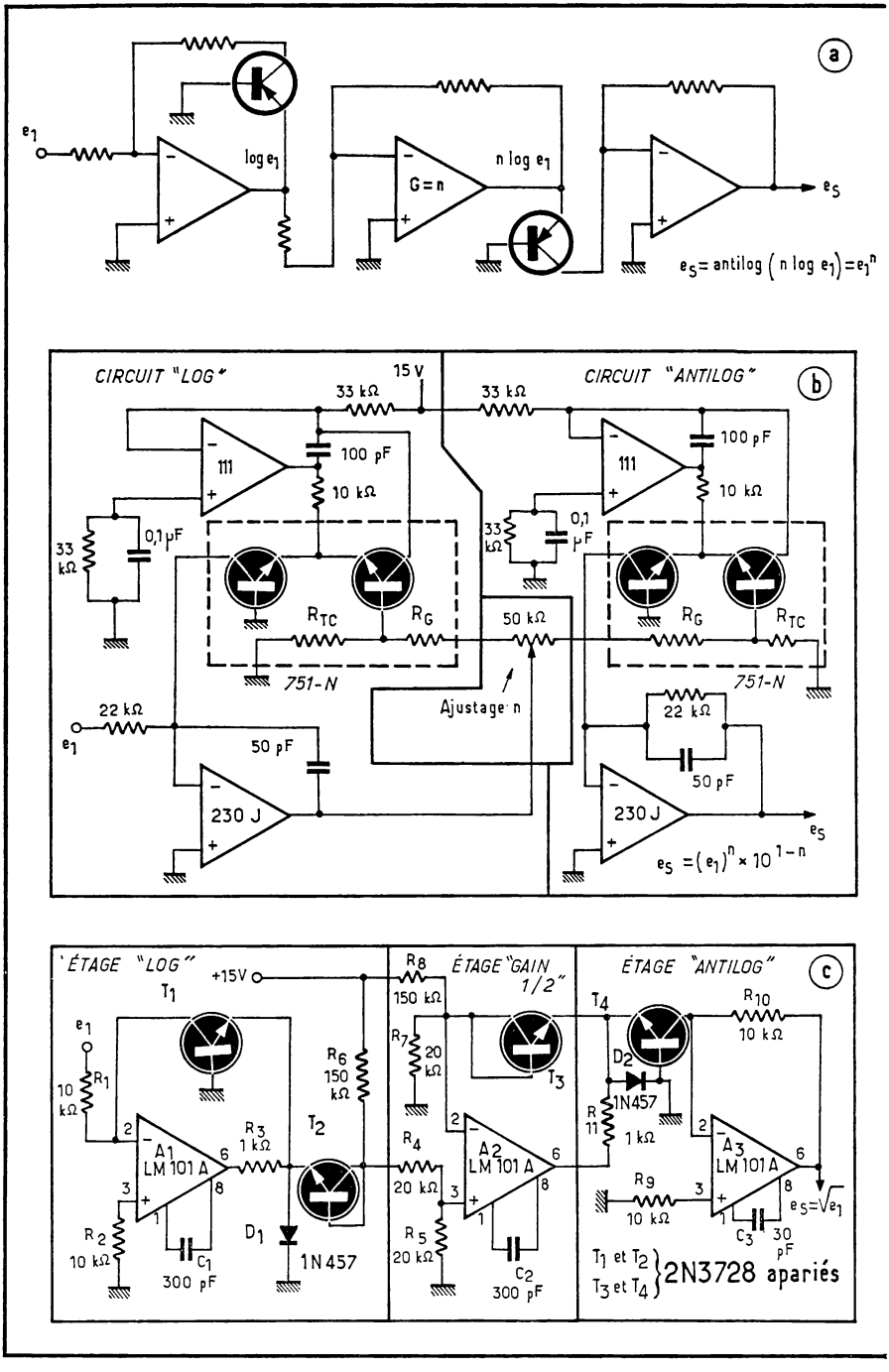
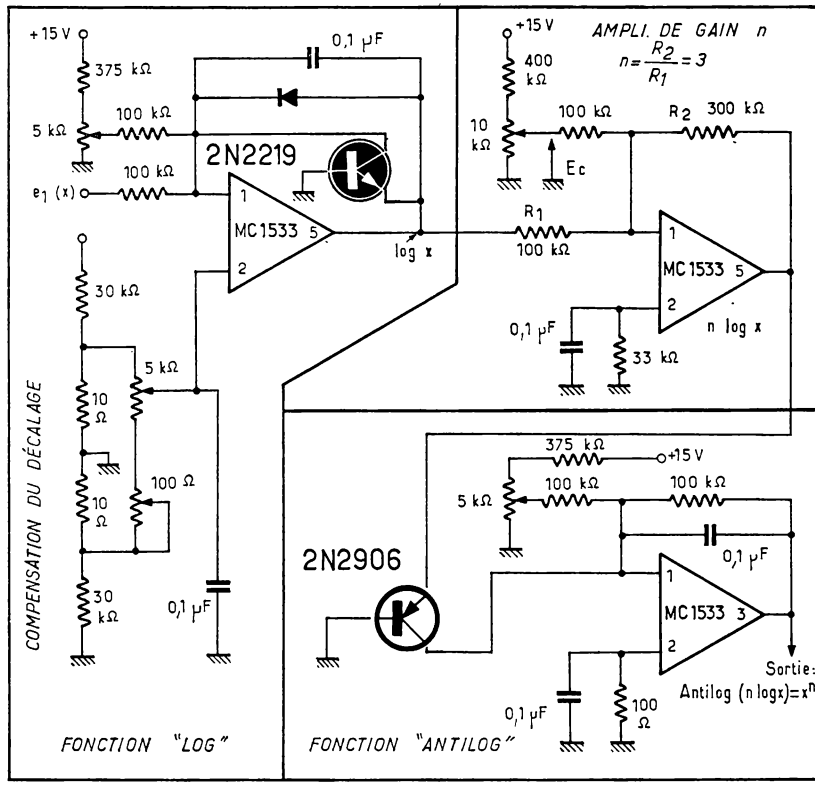
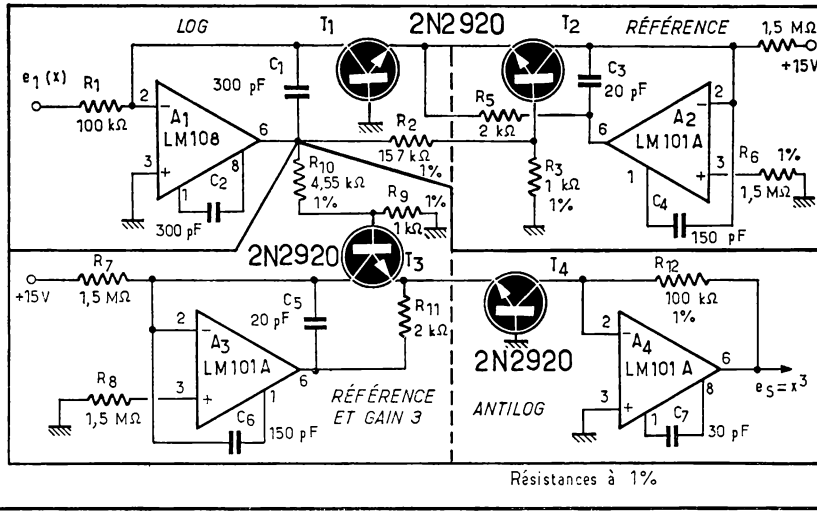


Fig. 8-36. — Un circuit « log », un amplificateur de gain n et un étage « antilog » permettent





de résoudre l'équation Y = X^n. (a) Schéma de principe, (b à e) montages pratiques (Doc. Motorola et Analog Device).

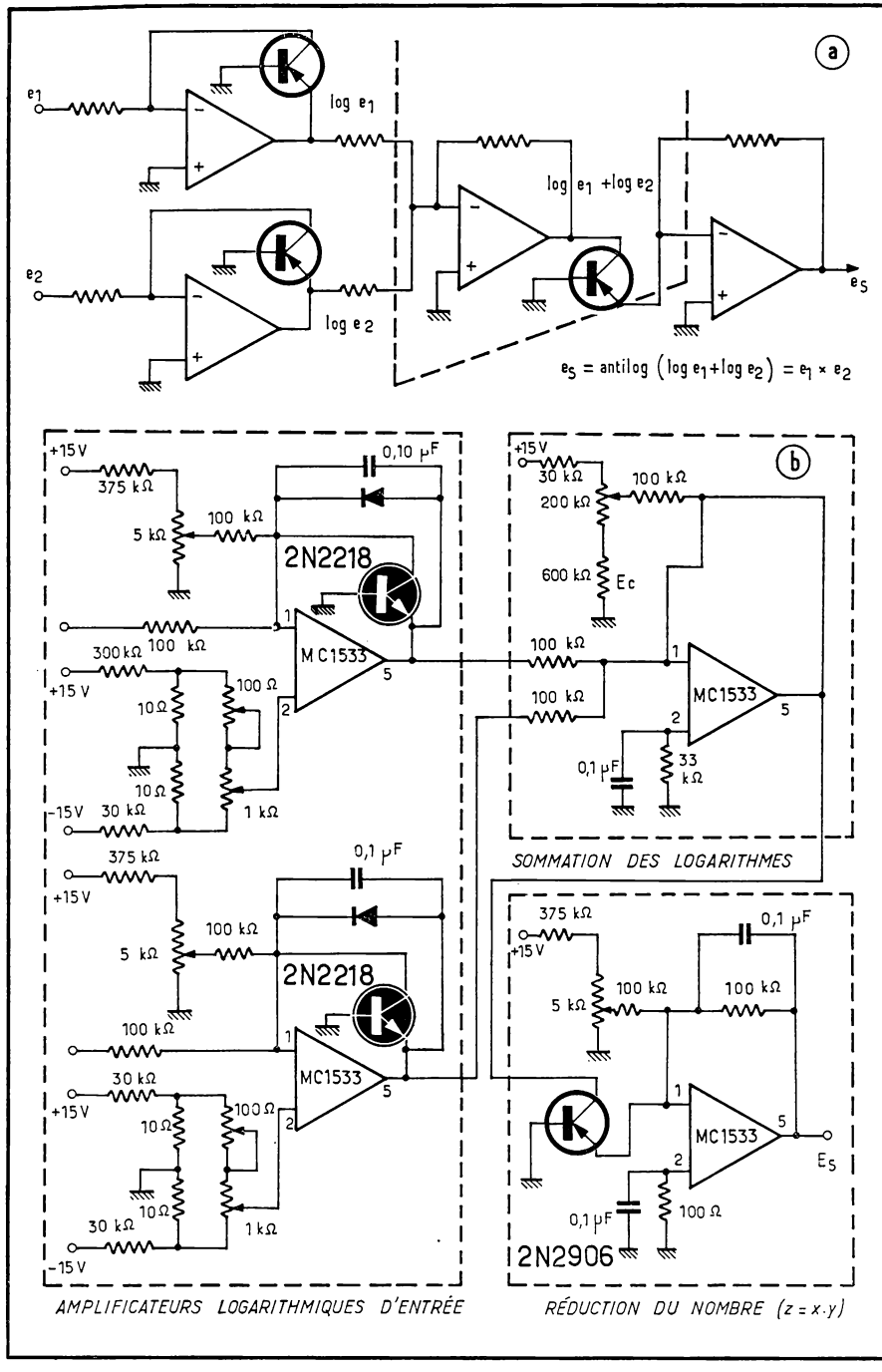


Fig. 8-37. — Schéma de principe (a) **et montage pratique** (b) **d'un multiplicateur analogique par addition des logarithmes (Doc. Motorola).**

L'une d'elles consiste à obtenir le logarithme de chacune des deux tensions au moyen de circuits logarithmiques, puis on fait log A + log B au moyen d'un additionneur ; en dernier lieu, on obtient A × B en faisant « antilog (log A + log B) », comme le montre la figure 8-37.

Une autre méthode pour obtenir le produit de deux tensions X et Y est basé sur les propriétés des identités remarquables $(X + Y)^2$ et $(X - Y)^2$. En effet si nous entrons les tensions X et Y simultanément dans un amplificateur sommateur et dans un amplificateur de différence nous obtenons respectivement aux sorties de ces étages X + Y et X — Y. Elevons ces résultats au carré dans des montages quadrateurs, il vient :

$$(X + Y)^2 = X^2 + Y^2 + 2\,XY$$

d'une part et

$$(X - Y)^2 = X^2 + Y^2 - 2\,XY$$

d'autre part.

Expressions dont la différence, obtenue au moyen d'un nouvel amplificateur différentiel convenablement branché donnera : 4 XY (ou — 4 XY en inversant les entrées). Valeur qu'il suffit de diviser par quatre au moyen d'un atténuateur convenablement étalonné pour obtenir le résultat recherché (fig. 8-38 *a*). La figure 8-38 *b* représente le schéma de principe d'un tel montage. Dans le schéma pratique de la figure 8-38 *b* les amplificateurs opérationnels A_1 à A_4 permettent d'obtenir des tensions proportionnelles respectivement à $(X + Y)/2$ et $(X - Y)/2$, les quadrateurs PSQ - N et PSQ - P (Philbrick-Nexus) fournissent en sortie des courants respectivement proportionnels à $\left(\frac{X + Y}{2}\right)^2$ et $-\left(\frac{X - Y}{2}\right)^2$ qui additionnés dans le convertisseur courant tension A_5 donnent en sortie une tension égale à $(XY)/10$. En effet on a bien :

$$\left(\frac{X + Y}{2}\right)^2 = \frac{X^2}{4} + \frac{Y^2}{4} + \frac{2\,XY}{4}$$

$$\text{et } \left(\frac{X - Y}{2}\right)^2 = \frac{X^2}{4} + \frac{Y^2}{4} - \frac{2\,XY}{4}$$

dont la différence est $\frac{4\,XY}{4}$ soit XY. Le coefficient 1/10 est introduit par le convertisseur courant tension de manière à rester dans les limites de la tension maximale de sortie des amplificateurs opérationnels.

Notons que les fabricants de semiconducteurs réalisent actuellement des circuits de multiplication analogique dits « multiplieurs » qui sont basés sur des principes différents de ceux que nous venons de décrire et dont la description n'entre pas dans le cadre de cet exposé

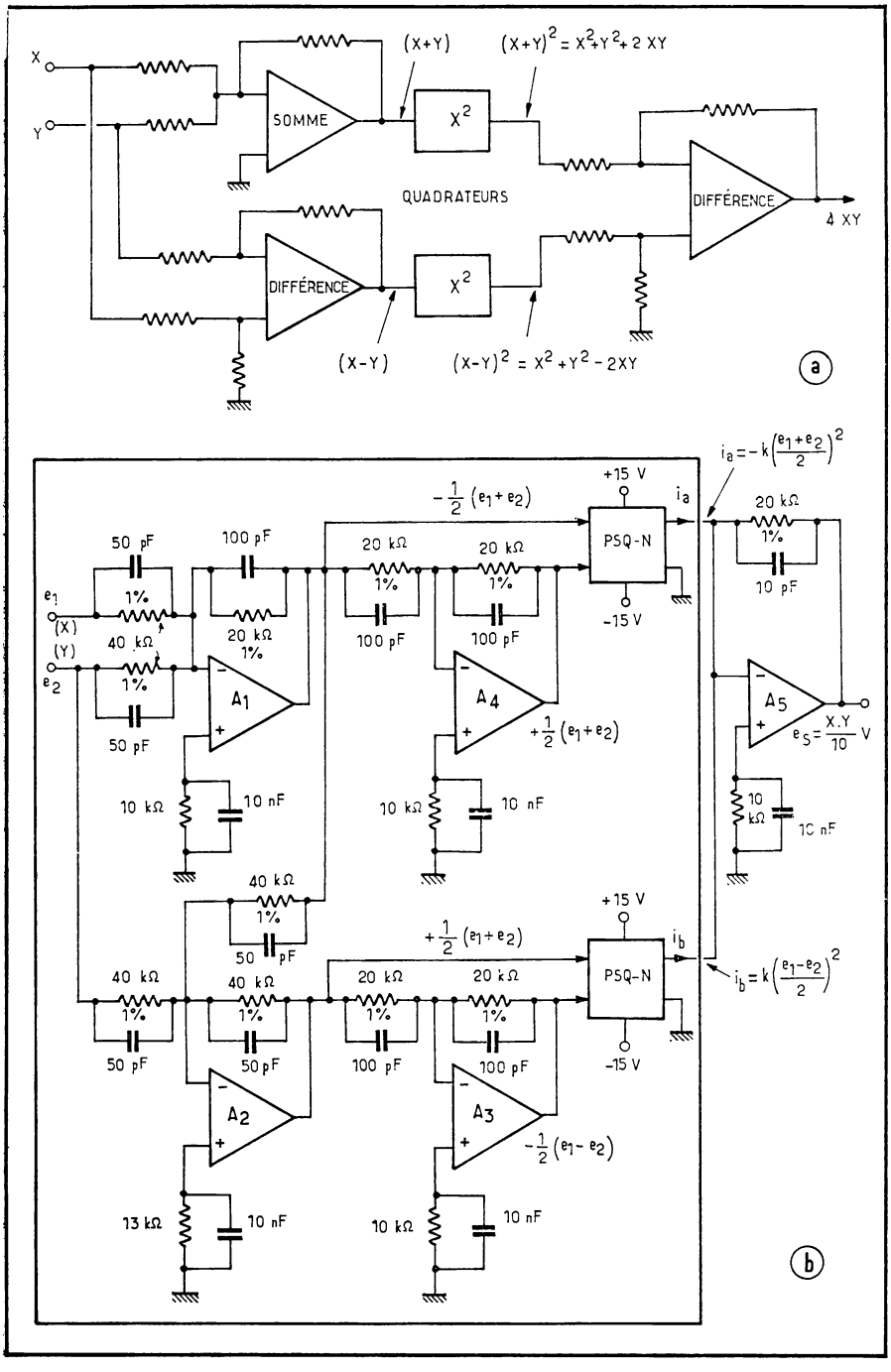


Fig. 8-38. — Autre méthode pour multiplier deux termes : effectuer la différence des identités remarquables $(X + Y)^2$ et $(X - Y)^2$; (a) schéma de principe et (b) réalisation pratique (Doc. Philbrick-Nexus).

consacré aux seuls amplificateurs opérationnels mais qui peuvent être utilisés conjointement avec les circuits mathématiques décrits dans ce chapitre et avec lesquels ils sont généralement compatibles. A titre d'exemple nous reproduisons à la figure 8-39 le schéma d'un multipli-

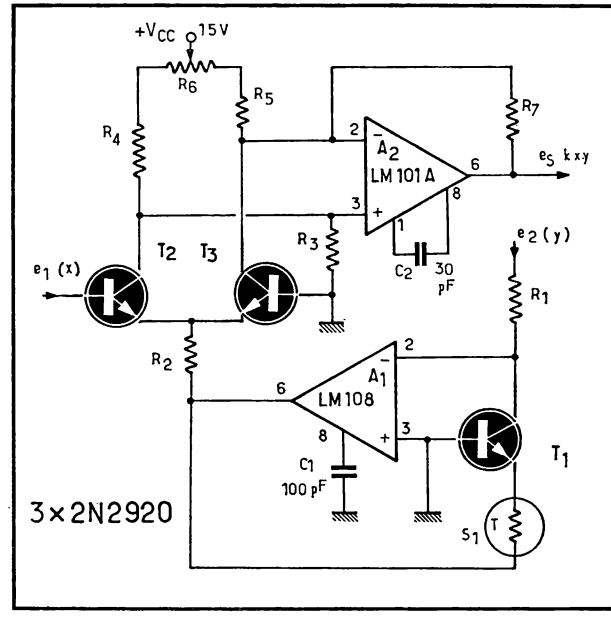


Fig. 8-39. — Autre montage « multiplieur » (Doc. National Semiconductors).

cateur qui met en œuvre deux amplificateurs opérationnels LM 101 et LM 108 (National Semiconductors) associés à une « paire à longue queue » dont le courant d'émetteur est fourni par l'amplificateur A_1 à l'entrée duquel est appliqué le signal Y. Le gain de la paire à longue queue est donc proportionnel à Y ; l'entrée de cet étage recevant le signal X, sa sortie est bien proportionnelle à kXY. Le coefficient k est fonction du gain de l'amplificateur opérationnel A_2.

Diviseurs, Règle de trois.

Si au lieu d'effectuer la somme des logarithmes des tensions d'entrée nous en effectuons la différence, l'antilogarithme de cette fonction : « antilog (log A — log B) » sera la solution de l'équation X = A/B. Nous avons vu plus haut que la fonction log A/B peut être obtenue au moyen d'un unique amplificateur opérationnel (fig. 8-40).

Le circuit multiplieur de la figure 8-38 se transforme aisément en diviseur :

Si nous représentons par le carré marqué X toute la partie gauche du schéma indiqué le montage de principe du diviseur est donné par

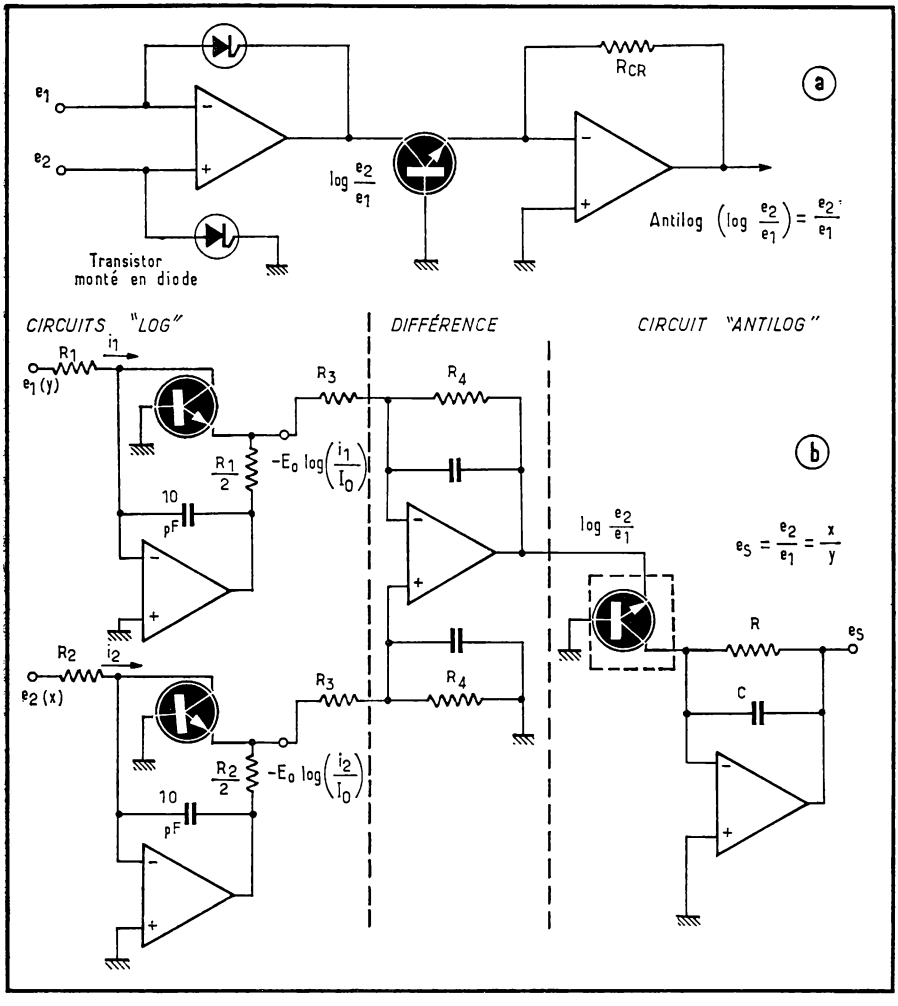


Fig. 8-40. — La division de deux termes peut être obtenue par soustraction de leurs logarithmes.

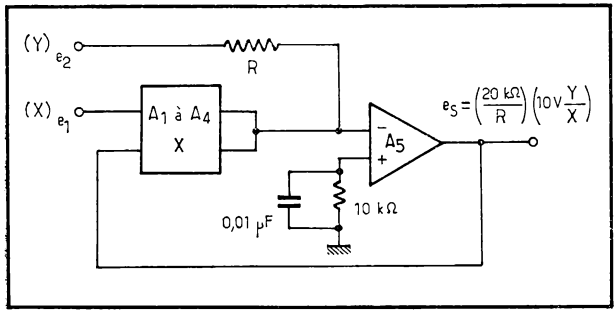


Fig. 8-41. — Diviseur obtenu par rétroaction sur un multiplieur.

la figure 8-41. Nous laissons à la sagacité du lecteur le soin de vérifier algébriquement le fonctionnement de ce schéma, ce qui lui permettra de vérifier s'il a bien compris le fonctionnement du multiplicateur.

Si nous nous reportons à la formule (1) de la page 158 donnant principe de fonctionnement du circuit logarithmique compensé (fig. 8-33 *b*) nous remarquons que le logarithme de la tension de sortie est proportionnel à e_1/e_{Ref}. Ce qui avait permis par un choix judicieux de la résistance R_R, d'introduire un coefficient de 1/10 dans l'équation de la tension de sortie. Nous pouvons en déduire que si nous remplaçons la tension de référence R_{Ref} par une tension variable e_2 et que nous donnons à la résistance R_R du schéma la même valeur que R_E, le pont de polarisation R_1 — R_2 étant alors ramené à $+ V_{CC}$ nous obtenons un circuit diviseur dont la tension de sortie sera :

$$e_S = e_1/e_2$$

Utilisons ce circuit dans un montage multiplicateur, nous lui donnons la possibilité d'effectuer les règles de trois $(e_1\ e_3)/e_2$. Le schéma pratique d'un tel dispositif est donné à la figure 8-42.

La fonction « règle de trois » peut également être remplie par l'association du multiplieur de la figure 8-38 et du diviseur (fig. 8-41) ce qui nous conduit au montage de la figure 8-43.

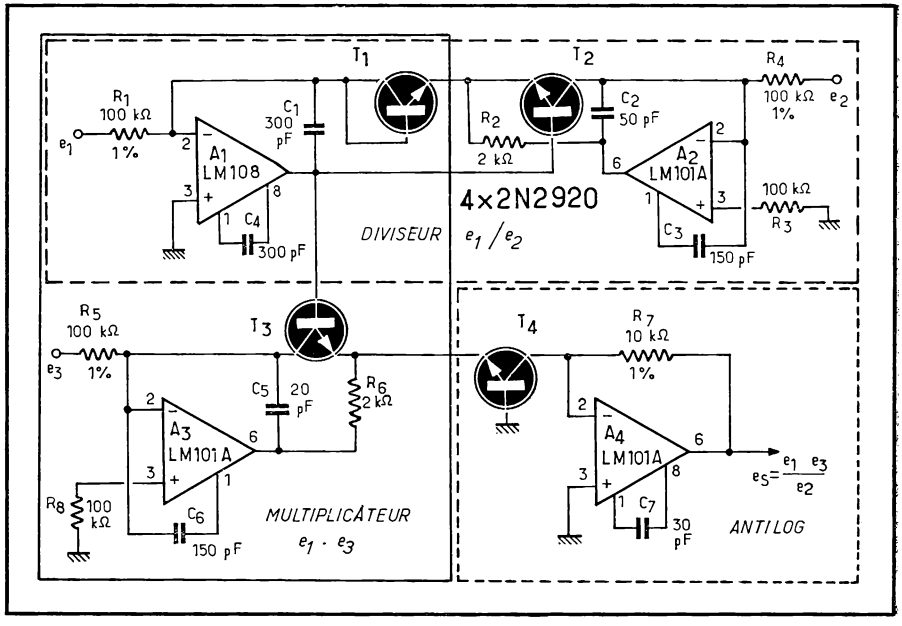


Fig. 8-42. — En entrant une troisième variable à la place de la tension de référence d'un diviseur compensé en température on réalise la fonction « règle de trois » (Doc. National Semiconductor).

Nous reproduisons à la figure 8-44 un amusant « calculateur analogique de poche » capable d'effectuer des multiplications et des divisions avec une précision — annonce son inventeur (1) — de 0,1 %, à condition que les tensions d'entrée soient inférieures à celles de pincement des transistors MOS à effet de champ utilisés, soit 0,75 V et que ces transistors soient soigneusement appariés. Son fonctionnement s'explique *grosso modo* comme suit : le courant qui circule dans la résistance drain-source du transistor à effet de champ Tr est proportionnel à Y alors que cette résistance R_{ds} est proportionnelle à X. La sortie est donc bien proportionnelle à XY (fig. 8-44 *a*). En inversant les positions respectives du transistor à effet de champ Q et de la résistance d'entrée, on obtient un signal de sortie proportionnel à Y/X. (fig. 8-44 *b*).

Fonctions diverses.

Lorsqu'un dessinateur veut tracer la courbe représentative d'une fonction quelconque, après avoir porté sur le graphique un certain nombre de points caractéristiques de la fonction, il s'efforce de joindre ces points selon le tracé qui se rapproche le plus de la courbe idéale au moyen d'éléments curvilignes qui lui sont fournis par un instrument nommé « pistolet ». La courbe ainsi tracée se rapprochera d'autant plus de la courbe parfaite que les points caractéristiques seront plus nombreux et judicieusement disposés et que les éléments de courbe fournis par le pistolet seront plus proches de cet idéal. Le même

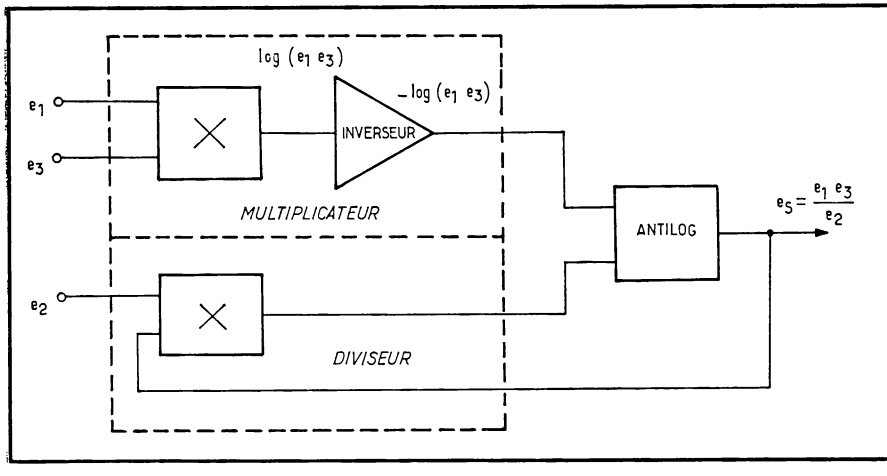


Fig. 8-43. — Autre manière pour effectuer une règle de trois : association pure et simple d'un multiplieur et d'un diviseur.

(1) Voir l'article : « Pocket size analog computer », cité en référence.

processus est mis en œuvre en électronique : les éléments de courbe sont fournis par des portions de caractéristique $I_D = f(V_D)$ de diodes et les points caractéristiques de la courbe, nommés « points de

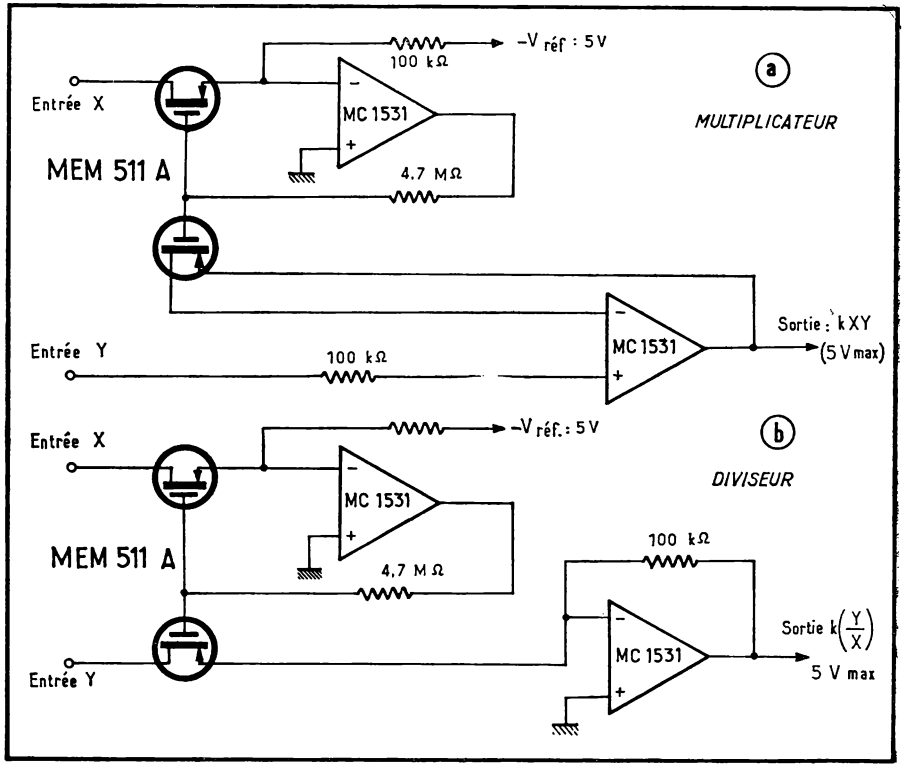


Fig. 8-44. — « Calculateur analogique de poche ».

cassure » par les tensions, prélevées sur un ou des diviseurs résistants pour lesquels ces diodes commencent à conduire (fig. 8-45 *b*). Un signal triangulaire appliqué à ce réseau est converti en une courbe représentative de la fonction mathématique souhaitée.

Le schéma de principe d'un tel circuit est reproduit à la figure 8-45 *a*. Chacune des diodes est alimentée à partir d'un pont constitué par les résistances R_A et R_B, alimenté d'une part par la tension triangulaire d'entrée *e* et, d'autre part, par une tension négative de référence de telle manière que pour une tension d'entrée nulle toutes les diodes soient polarisées en inverse. Les rapports des résistances R_{A1}/R_{B1}, R_{A2}/R_{B2}, R_{A3}/R_{B3}, R_{An}/R_{Bn}... sont répartis selon la courbe à synthétiser de manière que pour une certaine valeur de *e*, D_1 conduise, puis pour une valeur supérieure D_2..., etc., les courants qui traversent les différentes diodes et dont la valeur est donnée par la formule générale :

$$I_{Dn} = \frac{e}{R_{An}} - \frac{V_{ref}}{R_{Bn}}$$

s'additionnent dans la résistance R pour donner naissance à la fonction désirée.

Un exemple pratique de conformateur à diode nous est fourni à la figure 8-45 *c*, *d* et *e*.

Utilisons-le pour décrire un peu plus complètement le fonctionnement de ce type de montage (1) en nous aidant des courbes (fig. 8-45 - *d* et *e*).

Considérons cette courbe : la fonction sinusoïdale $y = \sin x$ (avec x en radians) a pour pente d'origine $y' = \cos x$, soit $y' = 1$ pour $x = 0$. La droite OT a pour équation : $y = x$, c'est-à-dire que TM = OM = $\pi/2 = 1{,}57$. Le rapport entre l'amplitude maximale du signal triangulaire et l'amplitude maximale du signal sinusoïdal sera de 1,57 puisque MS = 1. Par exemple, si MT = 5 V on aura MS = 5/1,57 = 3,18 V.

On trouve facilement que l'équation d'une tangente *tt'* en un point A de la sinusoïde correspondant à un angle α (en radians) est donnée par :

$$y_t = \sin \alpha - \alpha \cos \alpha + x \cos \alpha \quad (1)$$

En recherchant les intersections des différentes tangentes de façon à obtenir pour IK une valeur inférieure ou égale à un certain pourcentage de l'amplitude maximale, on trouvera à la fois les niveaux de tensions des seuils et les pentes d'atténuation.

Avec quatre diodes, on arrive à obtenir IK $\leqslant$ 0,6 %. Avec six diodes on tombe à IK $\leqslant$ 0,3 %. Les courbes de la figure 8-45 *e* indiquent les positions angulaires (α) des intersections d'où l'on peut tirer les tensions des seuils. Intéressons-nous à l'utilisation de quatre diodes. Le tableau ci-dessous résume les paramètres essentiels :

Angle (°)	a (rad)	sin (a)	cos (a)	U = 3,18 sin a
30°	0,523	0,500	0,866	U_1 = 1,59 V
50°	0,870	0,766	0,643	U_2 = 2,44 V
67°	1,168	0,921	0,391	U_3 = 2,93 V
80°	1,395	0,985	0,174	U_4 = 3,14 V

En pratique, il faut tenir compte du « raccordement » des diodes. La chute de tension directe V_D d'une diode au germanium SFD 108 ou OA 47 est de l'ordre de 0,15 à 0,20 V pour I_D compris entre 0,1 et 0,2 mA. En pratique on prendra $V_1 = 1{,}55$ V, $V_2 = 2{,}30$ V, $V_3 = 2{,}78$ V et $V_4 = 3{,}00$ V.

(1) D'après J. Leleu : « Un générateur de fonctions B.F. ». Toute l'Electronique. Novembre 1967, pp. 503 et 504.

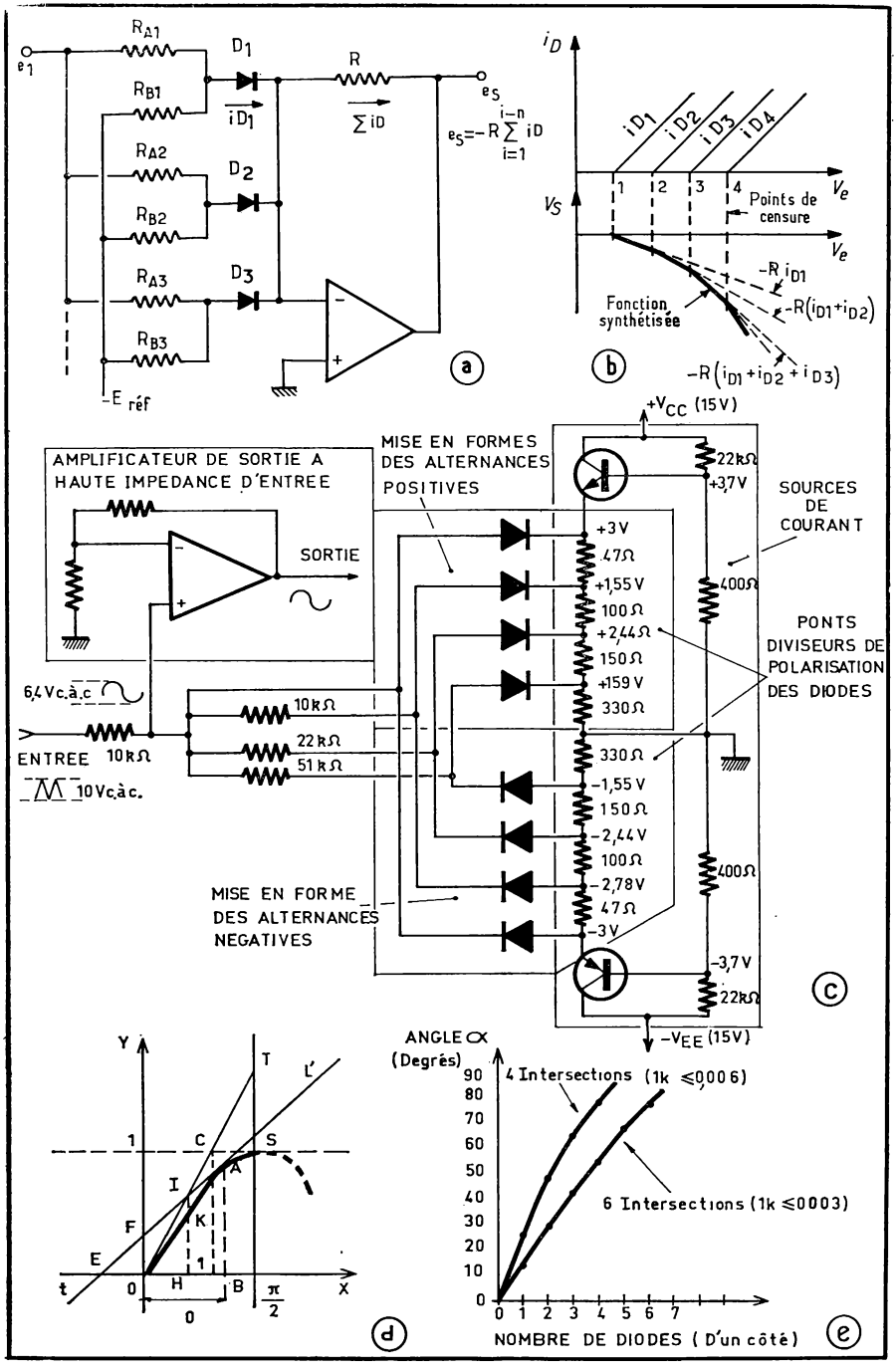


Fig. 8-45. — La superposition d'éléments de courbes $I_D = f(V_D)$ de diodes alimentées sous des tensions judicieusement choisies permet de synthétiser n'importe quelle courbe mathématique. (a) Schéma de principe (b) courbe synthétisée et (c) schéma pratique pour l'obtention d'une sinusoïde.

D'après l'équation (1) les pentes des tangentes sont égales à cos α. En pratique pour le premier point, l'atténuation est obtenue par la résistance de 10 kΩ et la résistance de 51 kΩ soit un rapport de : 51/61 = 0,840, au lieu de 0,866 théoriques. De même on trouvera pour le deuxième point 0,610 au lieu de 0,643 et pour le troisième point 0,400 au lieu de 0,391.

On remarquera que le dernier point est relié directement au point 3 V du diviseur de tension de polarisation des diodes. Pour cette dernière fraction de courbe, la pente est donnée par la portion de courbe exponentielle de la diode D4 qui est traversée par un courant maximal de l'ordre de 0,2 mA, ce qui donne $V_D = 200$ mV. Cela signifie que lorsque la tension y passera de 3,0 V à 5 V, la tension en B passera de 3,0 à 3,2 V.

De cette façon, la portion de courbe est très sensiblement identique à la courbe théorique. La sinusoïde obtenue ne présente que 0,5 à 0,6 % de distorsion, soit la valeur théorique. Cette distorsion augmente un peu avec la fréquence. Elle atteint 1,5 % à 100 kHz. L'amplitude crête à crête est égale à la valeur théorique, soit 6,4 V. La tension délivrée en B ne doit pas être chargée par une impédance trop basse qui amènerait une distorsion supplémentaire, d'où la nécessité d'utiliser comme

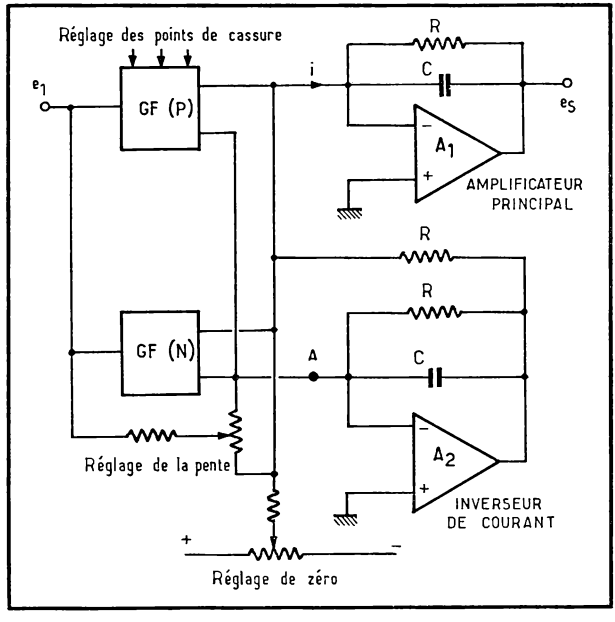


Fig. 8-46. — Pour synthétiser les alternances positives et négatives, il faut faire appel à deux « opérateurs » : un p - n - p (GF P du schéma) et un n - p - n (GF N).

étage de sortie un montage à haute impédance d'entrée transistor en collecteur commun ou mieux amplificateur opérationnel monté en non inverseur.

Dernière remarque importante concernant ce montage : la polarisation des diodes de mise en forme du signal, est obtenue à partir de ponts diviseurs, à basse impédance alimentés par des transistors, montés en collecteur commun, de telle manière que le courant qui traverse lesdites diodes, soit négligeable devant celui fourni par les transistors.

Le générateur de fonction, on dit également « opérateur », décrit plus haut (fig. 8-45 *a*), ne répondait qu'à des valeurs positives de la tension d'entrée. Or les signaux triangulaires généralement utilisés sont symétriques ; aussi est-il nécessaire lorsqu'on veut synthétiser une tension de sortie symétrique d'utiliser pour les alternances négatives des opérateurs dans lesquels les diodes sont branchées en sens inverse, la tension de référence étant alors positive. Cela nous conduit au schéma de la figure 8-47 dans lequel deux générateurs de fonction GF (P) pour les signaux positifs et GF (N) pour les négatifs sont associés à un même amplificateur A_1.

Un amplificateur inverseur auxiliaire A_2, permet d'engendrer des courbes, dont la dérivée seconde ne varie pas de façon monotone. Si la courbe de sortie ne présente aucun décrochement (dérivée seconde toujours positive ou nulle, pour un signal d'entrée à variation négative ou négative ; ou nulle pour un signal d'entrée à variation positive), ce second amplificateur peut être omis, et le point A du montage ramené à la masse.

Les générateurs de fonction mis en œuvre dans ce schéma, sont des modèles ajustables, comportant 10 diodes et par conséquent 10 points de cassure, réglables séparément dans des limites données. Ils permettent de synthétiser des fonctions quelconques, au gré de l'utilisateur.

Si les conformateurs à diodes sont les montages les plus souples pour transformer des signaux triangulaires en courbes représentatives de diverses fonctions mathématiques, il est parfois pratique de mettre à profit la caractéristique particulière de tel ou tel élément semiconducteur transistor bipolaire, nous en trouverons des exemples au chapitre 10 dans le paragraphe consacré aux oscillateurs.

Il existe également des ensembles capables de synthétiser les principales courbes mathématiques courantes : fonction, sinus, parabole, quadrateurs, fonction cube, logarithme, etc. dont les associations avec des amplificateurs opérationnels permettent de résoudre des équations complexes. La figure 8-47 en donne quelques exemples.

Bibliographie

Amplificateurs Op. — R. Dugéhault. Electronique Professionnelle. N° 1282. Novembre 1970.

Design of Temperature Compensated Log Circuits Employing Transistors and Operational Amplifiers. Walter Borlase et Erwin David. Bulletin Analog Device N° E 020 10-3/1969.

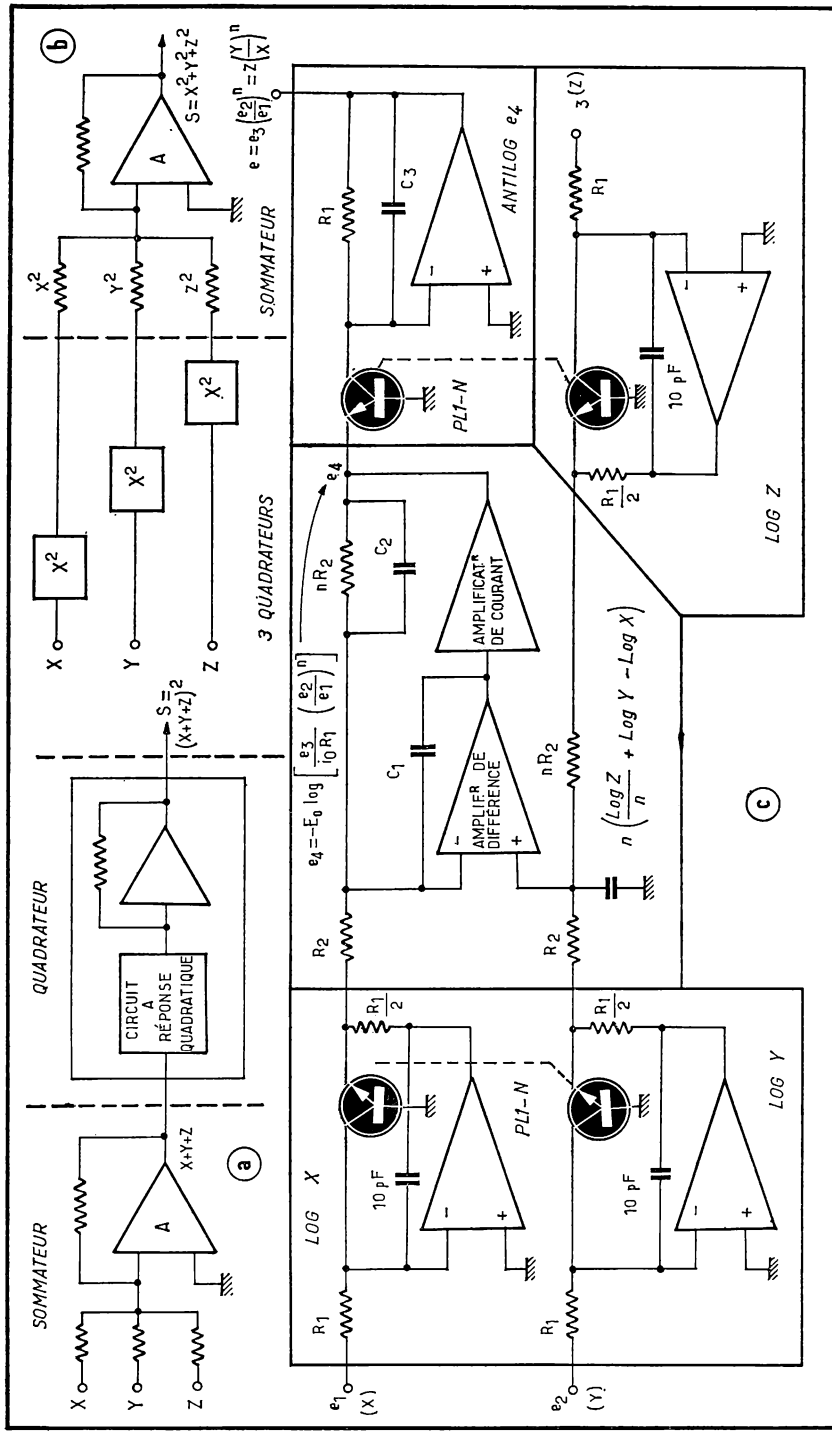


Fig. 8-47. — On peut « jouer au Meccano » avec les opérateurs arithmétiques et réaliser n'importe quelle fonction : (a) carré d'une somme, (b) somme de carrés, (c) fonction Z $(Y/X)^n$. (Doc. Optical Electronic Inc. et Philbrick Nexus).

Amplificateurs Opérationnels. — TOUTAIN DE BUSSY (op. cit.).

Mix Various Signals by a Simple Methode. — J.C. BARBER. Electronic Design. 5 mars 1968.

Diode Function Generator for Empirical Functions. — W.D. SCHLEITER. Intern. Electronische Rundschau. N° 21 (1967).

Fast - Recovery Integrator with Adjustable Threshold. — Kin S. WONG. E.E.E. Août 1970.

Symetry Principle Design of Summing Op Amp. — Brock DEW. Electronics. 9 novembre 1970.

Pocket Size Analog Computer. — Benjamin SHORE. Electronics. 25 décembre 1967.

Montages fondamentaux à Amplificateurs opérationnels. — F. DATTÉE. Session de perfectionnement « Amplificateurs Opérationnels ». Ecole Supérieure d'électricité. Paris 1971.

Un générateur de Fonctions B.F. — J. LELEU. Toute l'Electronique. Novembre 1967, pp. 503 et 504.

Les quadrateurs analogiques à réseaux à diodes. — Claude BRIE. Mesure. Mai 1971.

Applying the Analogue Différentiator. — Donnald J. HOFT. Analogue Dialogue (publication Analogue Devices). Juin 1970.

Applications of Optical Electronic Inc. Products. — Note d'application diffusée par la Société Electronique E.A.T.

Manuel d'application des Amplificateurs opérationnels Burr BROWN.

Application Manual of Operational Amplifiers. — Volume édité par Philbrick Nexus. Distribué par Tranchant Electronique. Seconde édition. 1968.

CHAPITRE 9

FILTRES ACTIFS

L'une des applications les plus intéressantes et partant des plus classiques des amplificateurs opérationnels est le filtre actif. Traiter tout ce vaste sujet dans un unique chapitre semble une gageure, un très gros ouvrage ne suffisant pas à l'épuiser. De plus, il implique des développements mathématiques qui n'auraient pas leur place dans un ouvrage aussi modeste que la présente étude. Pour tourner ces difficultés, nous avons divisé ce chapitre en quatre grandes parties. La première est consacrée à quelques définitions de termes indispensables. Dans la seconde partie, nous présentons les principaux types de circuits utilisés pour la réalisation de filtres actifs. La troisième est consacrée à quelques exemples pratiques. Une bibliographie assez fournie couronne l'ensemble, qui permettra au lecteur intéressé d'aller puiser aux sources pour combler les inévitables lacunes d'un ouvrage de simple initiation.

Quelques définitions.

QU'EST-CE QU'UN FILTRE ?

On nomme filtre électrique un réseau plus ou moins complexe ayant la propriété de laisser passer certaines fréquences utiles et d'arrêter les signaux à fréquence indésirable. On peut distinguer quatre grands types de filtre :

— passe-bas qui ne transmettent que les fréquences basses du spectre et éliminent les signaux à fréquence élevée ;

— passe-haut qui éliminent les fréquences basses au bénéfice des fréquences élevées ;

— passe-bande qui favorisent la transmission d'une unique bande de fréquences ;

— coupe-bande qui laissent passer l'ensemble du spectre à l'exclusion d'une bande déterminée qui se voit éliminée.

FILTRES ACTIFS - FILTRES PASSIFS.

Jusqu'à l'apparition des amplificateurs opérationnels, on utilisait des filtres passifs R.L.C. comportant des résistances, des inductances et des capacités qui avaient pour principal inconvénient de nécessiter l'emploi d'inductances, d'un calcul et d'une réalisation délicats et dont l'encombrement devenait prohibitif dès qu'il s'agissait de travailler sur des fréquences basses. Les filtres R.C. présentent un autre inconvénient du fait de l'emploi de résistances de valeur parfois élevée, ils introduisent une atténuation non négligeable dans la bande de fréquence transmise, ce qui nécessite une post-amplification. Le filtre actif, constitué par l'association de réseaux passifs R.C. et d'éléments actifs (amplificateurs) présente les avantages suivants :

— Impédance d'entrée pouvant être très élevée et très faible impédance de sortie, ce qui autorise le montage en cascade d'un nombre indéfini de filtres sans interaction d'une cellule sur l'autre.

— Elimination des inductances, lesquelles peuvent être simulées si nécessaire par l'association judicieuse de réseau RC et d'amplificateurs : d'où diminution de l'encombrement.

— Possibilité de travailler avec un certain gain, ce qui est bien agréable lorsque le signal d'entrée est à faible niveau.

— Souplesse de mise au point, le réglage fin des caractéristiques pouvant être obtenu au moyen de résistances ou de condensateurs ajustables.

— Possibilité de réglage continu de la fréquence d'accord du filtre par des moyens électriques simples.

Un filtre peut être employé à différents usages, en particulier, en dehors de l'élimination ou de la transmission d'une certaine bande de fréquence, on les verra parfois utilisés pour provoquer des déphasages ou des retards à l'apparition du signal de sortie ; aussi nous intéresserons-nous également aux caractéristiques de phase des différents types de filtres actifs.

CARACTERISTIQUES D'UN FILTRE.

Quel que soit le type de filtre, ce qui intéresse au premier chef est la fréquence (ou les fréquences) pour lesquelles il commence à agir.

Pour définir cette caractéristique, on utilise parfois un gabarit qui est un tracé géométrique qui détermine :

— la ou les fréquences de coupure f_0 = fréquence pour laquelle le signal de sortie subit une atténuation (ou un gain de 3 dB) (soit $\frac{\sqrt{2}}{2} = 0{,}707$) ;

— le dépassement toléré, c'est-à-dire l'augmentation du gain de l'ensemble dans la bande transmise ;

— l'atténuation minimale à partir d'une fréquence harmonique donnée de la fréquence f_0 dans la bande éliminée.

La courbe de réponse du filtre réalisé devra obligatoirement s'inscrire à l'intérieur du gabarit (fig. 9-1).

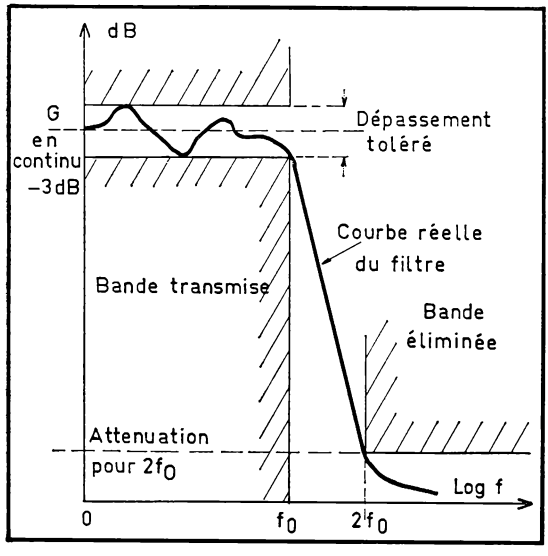


Fig. 9-1. — La courbe de réponse d'un filtre doit s'inscrire à l'intérieur d'un gabarit qui en définit les caractéristiques principales.

Les caractéristiques d'un filtre peuvent s'exprimer de différentes manières : sous la simple forme d'une courbe de réponse — gain ou atténuation en fonction de la fréquence (diagramme de Bode) — dont la pente de décroissance, exprimée en dB par octave ou par décade, est également une caractéristique importante (fig. 9-2 *a*). On pourra également tracer la caractéristique de phase, c'est-à-dire le déphasage de la tension de sortie par rapport à celle d'entrée en fonction de la fréquence (fig. 9-2 *b*). Ces deux caractéristiques peuvent être rendues simultanément dans un diagramme en coordonnées polaires qui est la courbe de Niquist (fig. 9-3). A chaque fréquence correspond, partant du centre, un vecteur dont la longueur est proportionnelle au gain (rapport de l'amplitude du signal de sortie à celle du signal d'entrée) et qui forme avec l'axe horizontal un angle égal au déphasage imposé par le filtre à cette fréquence.

Ce système est actuellement peu utilisé, on lui préfère la méthode dite des pôles et des zéros (dite également représentation sur le plan complexe) qui, bien que débordant un peu du cadre de cet ouvrage, mérite cependant une explication car, en particulier dans la littérature d'origine américaine, les caractéristiques d'un filtre sont souvent données sous cette forme. Auparavant, il nous faut cependant donner quelques autres définitions.

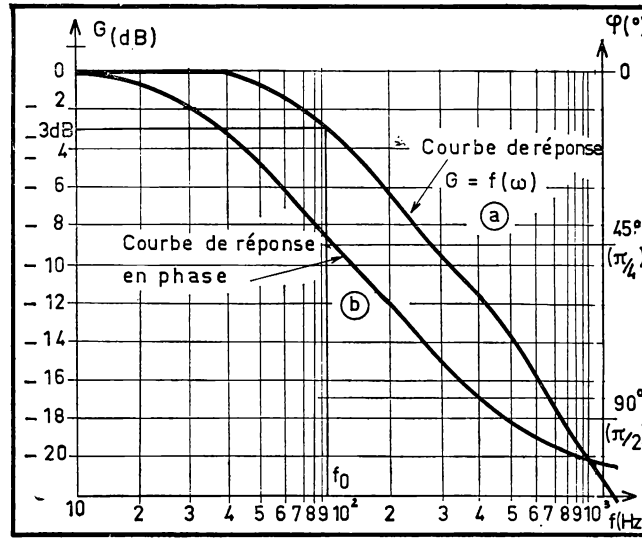


Fig. 9-2. — La courbe amplitude fréquence (Diagramme de Bode) (a) et la courbe de réponse en phase (b) décrivent les caractéristiques d'un filtre.

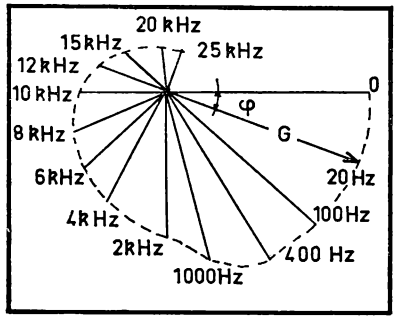


Fig. 9-3. — Autre représentation des caractéristiques d'un filtre : le diagramme de Niquist.

La fonction de transfert $F_{(p)}$ ou $G_{(p)}$ est le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée pour un courant de sortie nul.

$$F_{(p)} = \frac{E_s}{E_e}(p) \quad \text{pour } I_s = 0 \qquad (1)$$

(1) p : opérateur de Heaviside = $j\omega$. Les Américains emploient parfois la lettre s.

L'admittance de transfert est le rapport du courant de court-circuit en sortie à la tension d'entrée :

$$Y_{(p)} = \frac{I_s\ (p)}{V_E} \quad \Big| \quad E_s = 0.$$

L'impédance de court-circuit est l'impédance vue de l'entrée lorsque la sortie est en court-circuit. Elle est égale à l'inverse de l'admittance de transfert :

$$Z_{(p)}\ \text{court-circuit} = \frac{V_{E(p)}}{I_s} = \frac{1}{Y_{(p)}} \quad \Big| \quad E_s = 0.$$

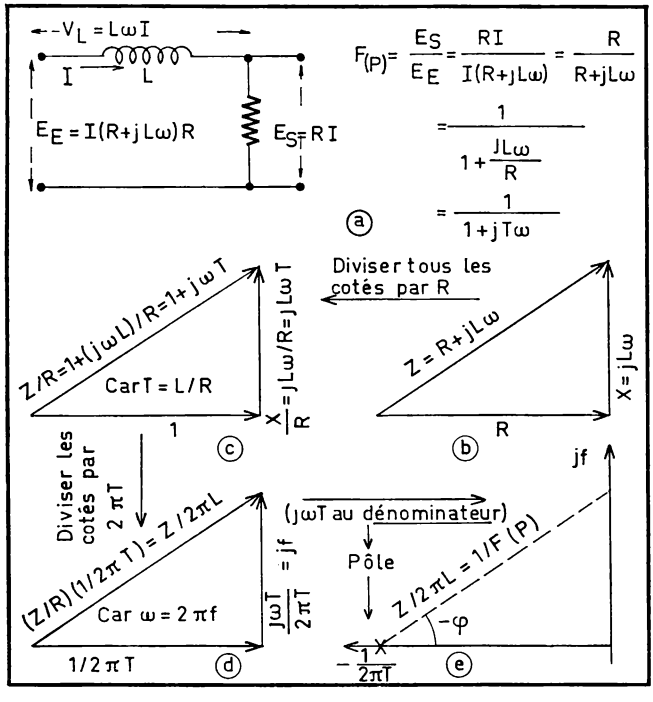


Fig. 9-4. — A partir de l'équation de la caractéristique de transfert d'un filtre on passe par étape à la représentation des pôles et des zéros sur le plan complexe.

Revenons à nos pôles et à nos zéros. Soit le circuit LC de la figure 9-4 *a*. Si nous voulons exprimer son impédance vue de l'entrée, nous écrirons :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$$

$\omega = 2\pi f$: pulsation du signal V_E appliqué à l'entrée ;

ou, en utilisant la notation complexe :

$$Z = R + jL\omega$$

Cette valeur peut être calculée graphiqueemnt par la méthode des vecteurs en traçant le triangle rectangle de la figure 4 *b*.

Si ce circuit est parcouru par un courant I, nous pouvons écrire la tension à l'entrée :

$$V_E = ZI = I\,(R + jL\omega)$$

Tandis que la tension à la sortie sera :

$$V_S = RI$$

Ecrivons maintenant la fonction de transfert de l'ensemble :

$$F_{(p)} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{RI}{I\,(R + jL\omega)}$$

ou, en simplifiant par I :

$$F_{(p)} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{R}{R + jL\omega}$$

en divisant les deux termes par R, il vient :

$$F_{(p)} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + (jL\omega)/R}$$

mais justement la constante de temps T d'un circuit de ce genre est égale à $\frac{L}{R}$, il vient donc :

$$F_{(p)} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + j\omega T}$$

En faisant subir des transformations analogues aux côtés du triangle rectangle de la figure 9-4 *b*, nous obtenons le triangle (c) dont nous constatons que l'hypoténuse est égale à 1 + jωT, soit l'inverse de la fonction de transfert. Cette expression s'annule pour ω = j/T. Si nous examinons maintenant les fonctions de transfert de quelques circuits RC ou LC simples (fig. 9-5), nous remarquons que toutes comportent cette même

(1) Dans un circuit RC, T = RC et dans un R.L. T = $\frac{L}{R}$.

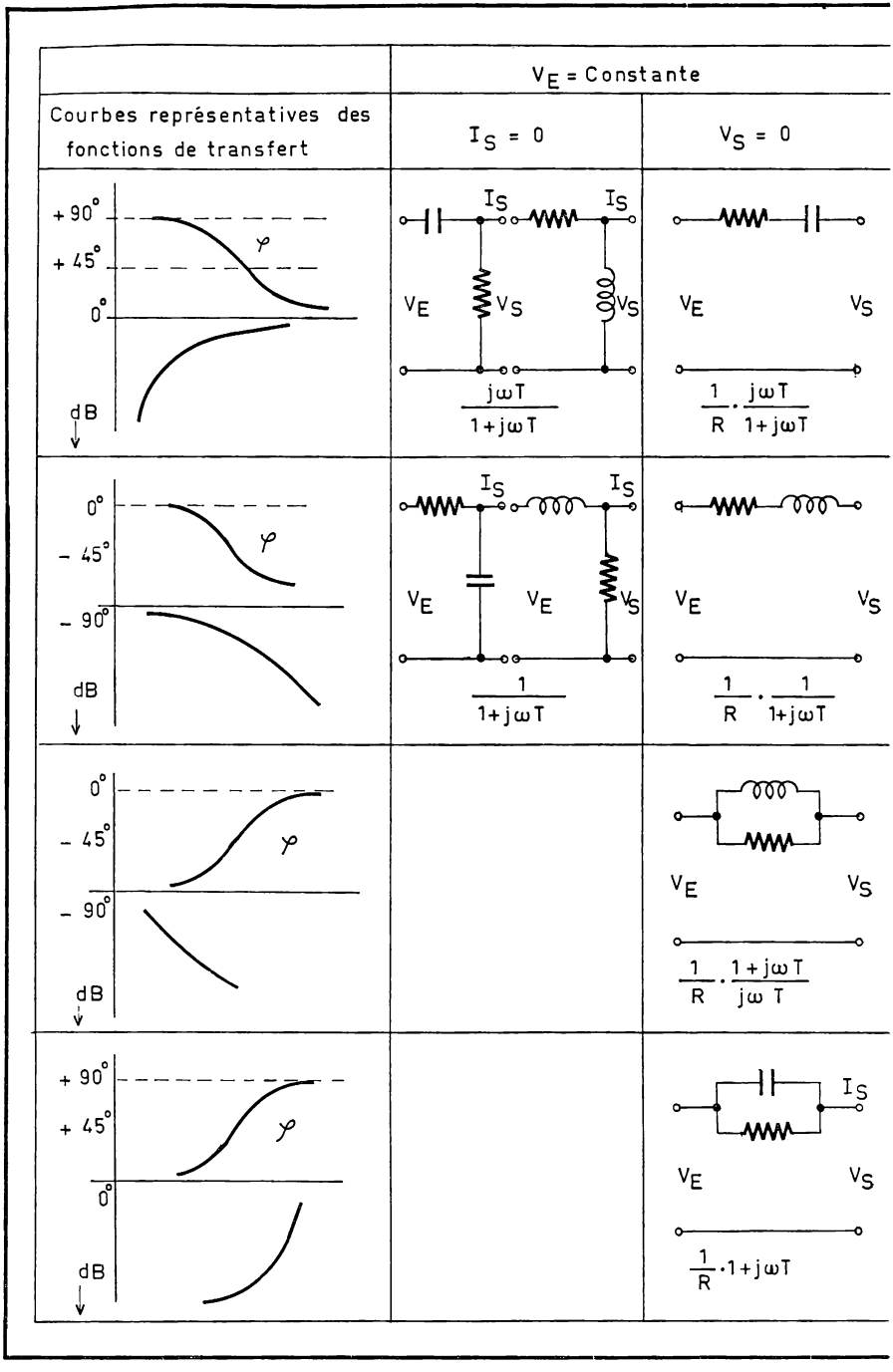
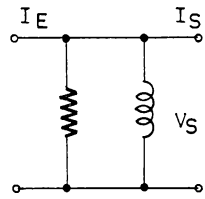
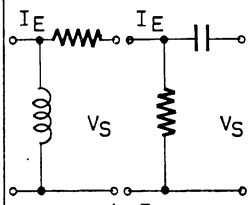
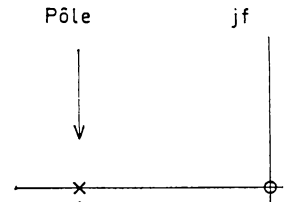
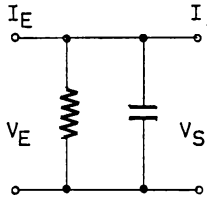
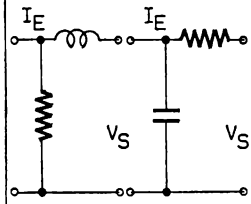
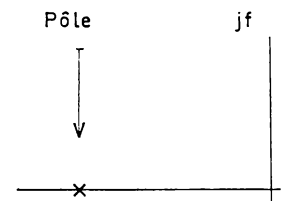
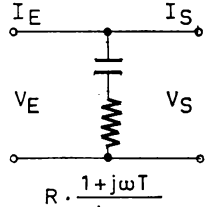
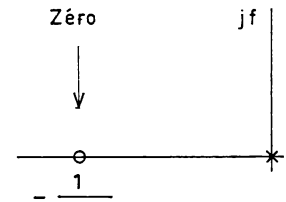
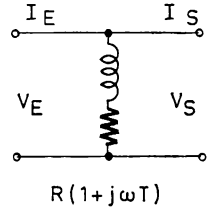
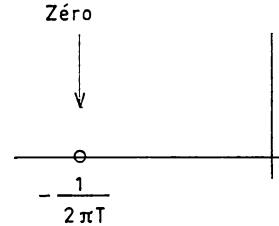


Fig. 9-5. — Schémas, diagrammes de Bode, courbe de phase et représentation sur le plan

I_E = Constante		
$I_S = 0$	$V_S = 0$	Pôles et zéros des fonctions de transfert
 $R \cdot \frac{j\omega T}{1+j\omega T}$	 $\frac{j\omega T}{1+j\omega T}$	 $-\frac{1}{2\pi T}$
 $R \cdot \frac{1}{1+j\omega T}$	 $\frac{1}{1+j\omega T}$	 $-\frac{1}{2\pi T}$
 $R \cdot \frac{1+j\omega T}{j\omega T}$		 $-\frac{1}{2\pi T}$
 $R(1+j\omega T)$		 $-\frac{1}{2\pi T}$

complexe des principaux circuits RC et LC simples.

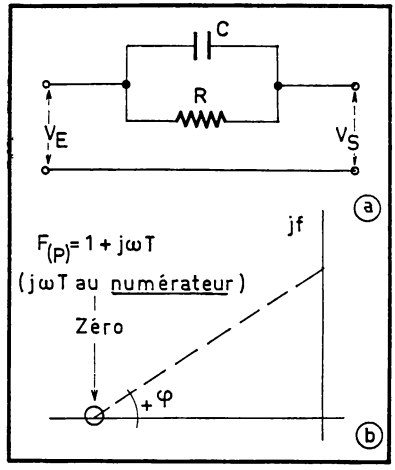


Fig. 9-6. — Pour le circuit RC (a) le zéro se trouve sur l'axe réel, l'angle de déphasage est positif (déphasage avant).

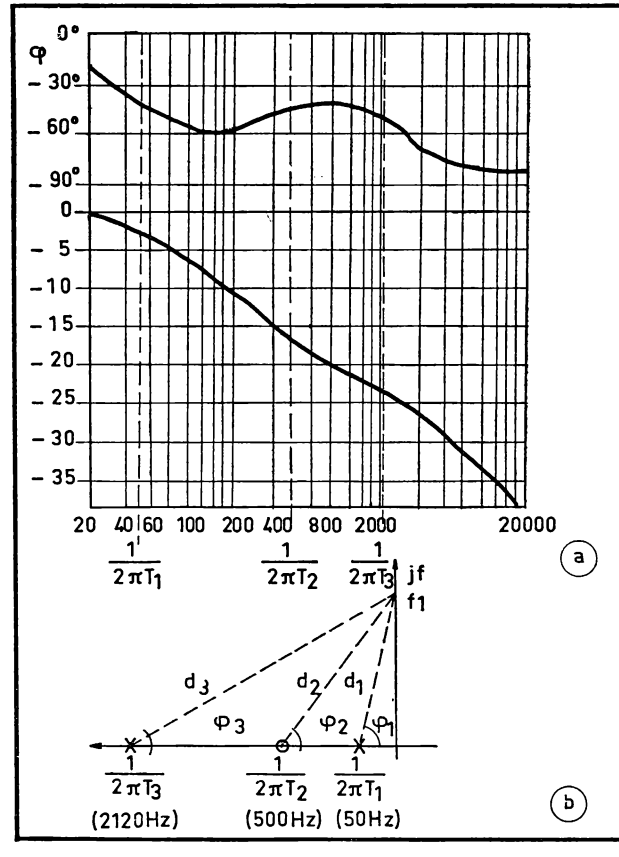


Fig. 9-7. — Diagramme de Bode et courbe de phase (a) d'un circuit RC à constantes de temps multiples et représentation des pôles et des zéros sur le plan complexe.

expression $1 + j\omega T$ soit au numérateur, soit au dénominateur. Lorsqu'elle se trouve au dénominateur (cas du circuit RL de notre précédent exemple), la fonction de transfert devient infinie pour $\omega = j/T$; on dit être en présence d'un pôle (x). Par contre, dans le cas d'un circuit RC, le terme $1 + j\omega T$ est au numérateur ; lorsque ce terme s'annule, la fonction de transfert s'annule également ; on est en présence d'un zéro (o).

C'est le nombre et la position des zéros et des pôles par rapport aux axes des coordonnées que nous allons maintenant définir qui permet à un œil averti de caractériser une fonction de transfert. Reprenons notre triangle rectangle de la figure 9-4 *c*, et divisons-en les côtés par $2\pi T$. Nous obtenons celui de la figure 9-4 *d* qui ne représente qu'un cas particulier du diagramme 2-*e* dans lequel l'axe horizontal correspond à la composante réelle des signaux de sortie et l'axe vertical jf à leur composante imaginaire.

Parce que l'hypoténuse (d) du triangle est égale à *l'inverse de la fonction de transfert, le point d'abscisse* $\frac{1}{2\pi T}$ est un *pôle* et l'angle φ au sommet est considéré comme *négatif* (déphasage arrière).

Si nous reprenions la série des opérations que nous venons de décrire pour le circuit RC de la figure 9-6 *a*, nous parviendrions au diagramme 9-6 *b* dans lequel la fonction de transfert est *égale* à l'hypoténuse du triangle, donc le point d'abscisse $\frac{1}{2\pi T}$ est un *zéro* et la phase est *positive* ($+\varphi$ déphasage avant). La fonction de transfert d'un filtre peut très bien comporter plusieurs constantes de temps T_1, T_2, T_3 auxquelles correspondront des pôles ou des zéros. Comment utiliser un diagramme de pôles et de zéro ? Pour ce faire, nous prendrons l'exemple de la figure 9-7 qui représente en (a) les courbes de réponse en fréquence et en phase d'un dispositif de correction de lecture de microsillon, dont la caractéristique de transfert est donnée par la formule :

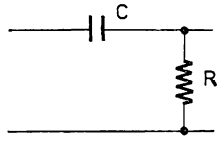
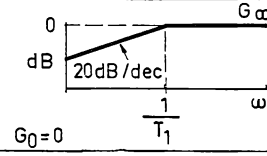
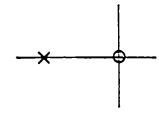
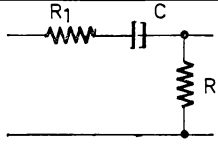
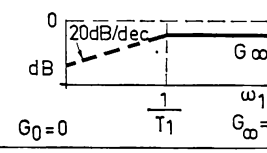
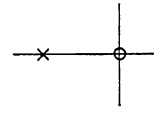
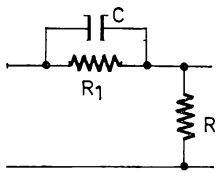
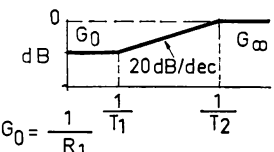
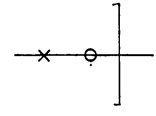
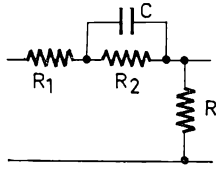
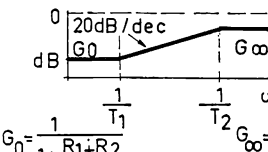
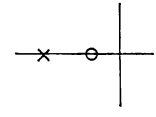
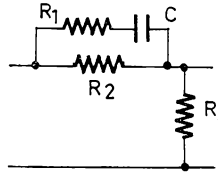
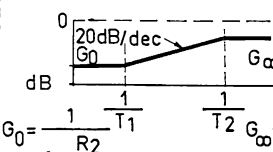
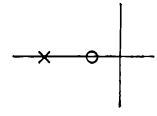
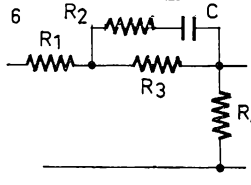
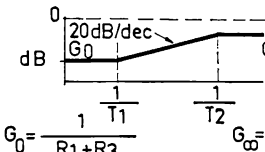
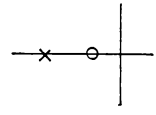
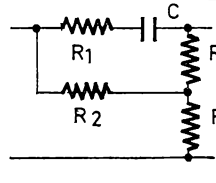
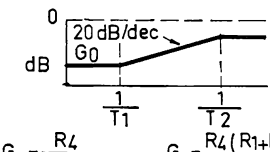
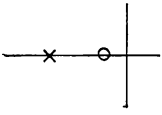
$$F_{(p)} = \frac{A\ (1 + j\omega T_2)}{(1 + j\omega T_1)\ (1 + j\omega T_3)}$$

avec $T_1 = 3180\ \mu s$,
$T_2 = 318\ \mu s$,
$T_3 = 75\ \mu s$.

Si nous ne disposons que du diagramme de pôles et de zéro (fig. 9-7 *b*), nous pouvons aisément reconstituer la fonction de transfert en effectuant le produit des amplitudes des hypoténuses d_1, d_2 et d_3, correspondant à une fréquence f par exemple, en nous rappelant que lorsque l'une d'elles aboutit à un pôle, elle doit s'inverser ; on aura donc :

$$F_{(p)} = d_2 \times \frac{1}{d_1} \times \frac{1}{d_3} = \frac{d_2}{d_1 . d_3} \cdot \frac{2\pi T_2}{2\pi T_1 . 2\pi T_3}$$
$$= \frac{d_2}{d_1\ d_3} \cdot \frac{f\ T_1 . f\ T_3}{f\ T_2}$$

En ce qui concerne la phase, on additionnera les angles de phase φ_1, φ_2 et φ_3 en se souvenant que *l'angle formé par un segment aboutissant à*

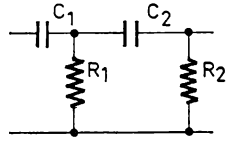
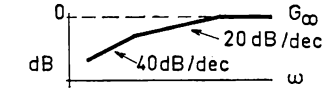
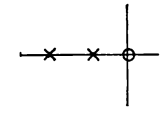
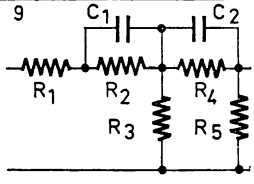
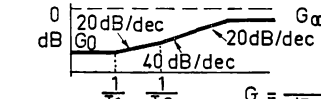
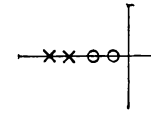
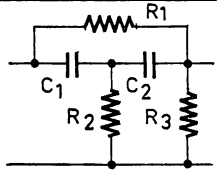
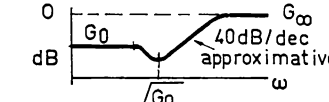
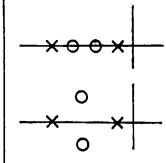
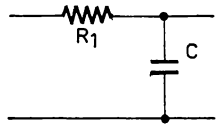
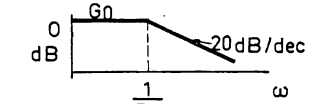
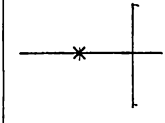
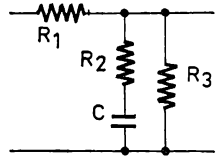
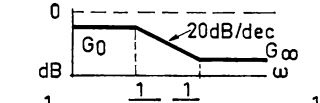
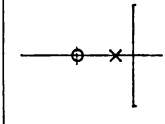
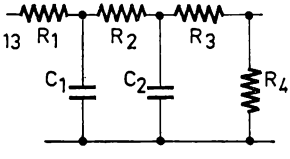
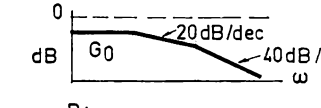
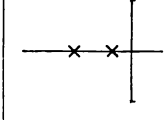
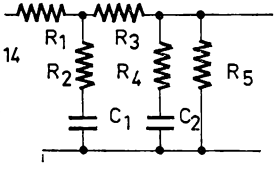
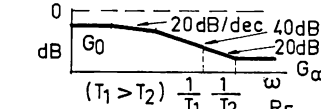
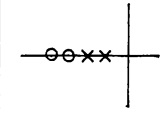
RÉSEAU	COURBE DE RÉPONSE	PÔLES & ZERO
1 	 $G_0=0$ $G_\infty=1$	
2 	 $G_0=0$ $G_\infty=1+\frac{R_1}{R_2}$	
3 	 $G_0=\frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}}$ $G_\infty=1$	
4 	 $G_0=\frac{1}{1+\frac{R_1+R_2}{R_3}}$ $G_\infty=\frac{1}{1+\frac{R_1}{R_3}}$	
5 	 $G_0=\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_3}}$ $G_\infty=\frac{1}{1+\frac{R_1 R_2}{R_3(R_1+R_2)}}$	
6 	 $G_0=\frac{1}{1+\frac{R_1+R_3}{R_4}}$ $G_\infty=\frac{1}{1+\frac{R_1}{R_4}+\frac{R_2 R_3}{R_4(R_2+R_3)}}$	
7 	 $G_0=\frac{R_4}{R_2+R_4}$ $G_\infty=\frac{R_4(R_1+R_2+R_3)+R_2 R_3}{(R_2+R_4)(R_1+R_3)+R_2 R_4}$	

G_∞ Gain à $\omega=\infty$

G_0 = Gain à $\omega=0$

FONCTION DE TRANSFERT	T_1	T_2
$\frac{T_2 p}{T_1 p + 1}$	RC	
$\frac{T_1 p}{T_1 p + 1}$	$(R_1 + R_2)C$	R_2C
$G_o \frac{(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)}$	R_1C	$\frac{R_2}{R_1 + R_2} T_1$
$G_o \frac{(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)}$	R_2C	$\left[\frac{R_3 + R_1}{R_1 + R_2 + R_3}\right] T_1$
$G_o \frac{(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)}$	$(R_1 + R_2)C$	$\left[\frac{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_3 + R_3}\right] T_1$
$G_o \frac{(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)}$	$(R_2 + R_3)C$	$\left[\frac{R_1 + R_4 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + R_3 + R_4}\right] T_1$
$G_o \frac{(T_1 p + 1)}{(T_2 p + 1)}$	$\left[(R_1 + R_2 + R_3) + \frac{R_2 R_3}{R_4}\right] C$	$\left[(R_1 + R_3) + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}\right] C$

(Voir légende page 192)

RESEAU	COURBE DE REPONSE	PÔLES & ZERO
8 	 $G_0 = 0$ $G_\infty = 1$	
9 	 $G_0 = \frac{1}{1+\frac{R_4}{R_5}\frac{(R_3+R_4+R_5)(R_1+R_2)}{R_3 R_5}}$ $G_\infty = \frac{1}{1+\frac{(R_5+R_3)R_1}{R_3 R_5}}$	
10 	 $G_0 = \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_3}}$ $G_\infty = 1$	
11 	 $G_0 = 1$ $G_\infty = 0$	
12 	 $G_0 = \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_3}}$ $G_\infty = \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{R_3}}$	
13 	 $G_0 = \frac{R_4}{R_1+R_2+R_3+R_4}$ $G_\infty = 0$	
14 	 $G_0 = \frac{R_5}{R_1+R_3+R_5}$ $G_\infty = \frac{\frac{R_5}{R_3+R_5}}{\left[1+\frac{R_3 R_5}{R_4(R_3+R_5)}\right]\left[1+\frac{R_1}{R_2}\right]+\frac{R_1(R_4 R_5)}{R_4(R_3+R_5)}}$	

FONCTION DE TRANSFERT	T_1	T_2
$\dfrac{T_1T_2p^2}{T_1T_2p^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_2}{R_3}+T_2\right)p+1\right]}$	R_2C_2	R_1C_1
$\dfrac{(T_1p+1)\ (T_2p+1)}{T_1T_2\left[1+\dfrac{(R_3+R_5)\ R_1}{R_3R_5}\right]p^2+\left\{T_1\left[1+\dfrac{R_4}{R_5}+\dfrac{R_3+R_4+R_5}{R_3R_5}\right]+T_2\left[1+\dfrac{(R_3+R_5\times R_1+R_2)}{R_3R_5}\right]\right\}p+\dfrac{1}{G_0}}$	R_2C_2	$R_4C_2+\dfrac{R_4C_2}{R_3C_1}\ T_1$
$\dfrac{T_1T_2p^2+\left[T_1\dfrac{R_2}{R_1}+T_2\left(\dfrac{R_3}{R_1+R_3}\right)\right]p+G_0}{T_1T_2p^2+\left[T_1+T_2\left(1+\dfrac{C_2}{C_1}\right)\right]p+1}$	$\dfrac{R_1R_3}{R_1+R_3}\ C_2$	R_2C_1
$\dfrac{1}{T_1p+1}$	RC	0
$G_0\ \dfrac{(T_2p+1)}{(T_1p+1)}$	$\left[1+\dfrac{R_1R_3}{R_2(R_1+R_3)}\right]T_2$	R_2C
$\dfrac{1}{T_1T_2p^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_1}{R_2}\right)+T_2\left(\dfrac{R_2+R_3+R_4}{R_4}\right)\right]p+\dfrac{1}{G_0}}$	$\dfrac{(R_3+R_4)}{R_4}\ R_2C_2$	R_1C_1
$\dfrac{\dfrac{R_5}{R_3+R_5}\ (T_1p+1)\ (T_2p+1)}{T_1T_2\left\{\left[1+\dfrac{R_3R_5}{R_4(R_3+R_5)}\right]\left[1+\dfrac{R_1}{R_2}\right]+\dfrac{R_1(R_4+R_5)}{R_4(R_3+R_5)}\right\}p^2+\left\{T_1\left[1+\dfrac{R_3R_5}{R_4(R_3+R_5)}+\dfrac{R_1(R_4+R_5)}{R_4(R_3+R_5)}\right]+T_2\left(1+\dfrac{R_1}{R_2}+\dfrac{R_1}{R_3+R_5}\right)\right\}p+\dfrac{R_5}{G_0(R_3+R_5)}}$	R_1C_2	R_2C_1

(Voir légende page 192)

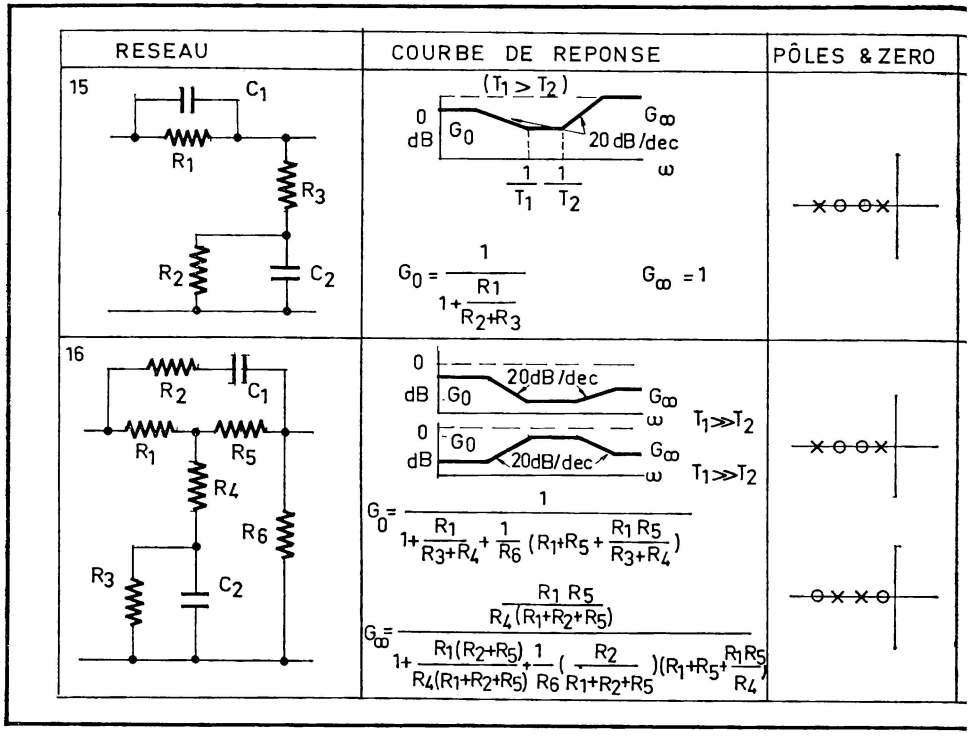


Fig. 9-8. — Tableau résumé des principaux circuits passifs de réponse et la représentation sur le plan complexe de le transmise et G_{os} le gain pour une fréquence infinie.

un pôle (x) est *négatif* et celui *aboutissant à un zéro* (o) *est positif* ; dans le cas considéré on a donc :

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3$$

Notons que les pôles et les zéros ne se trouvent pas obligatoirement sur l'axe des abscisses, ils peuvent aussi bien se placer sur l'axe vertical ou même en dehors des axes. Bien qu'un peu plus complexe, le calcul graphique de la fonction de transfert dérive de celui décrit plus haut. Dans un système ne comportant que des éléments passifs (R.L. ou C), les pôles et les zéros se trouvent obligatoirement dans la partie gauche du diagramme. Un pôle ou un zéro situé dans la partie droite (positive) implique la présence d'un élément actif (une résistance négative par exemple). Pour illustrer ce qui vient d'être dit et également pour aider à la synthèse de certains filtres actifs, nous reproduisons à la figure 9-8 les courbes de réponse en fréquence, la fonction de transfert, ainsi que le diagramme des pôles et des zéros pour les quadripôles passifs les plus courants. Le tableau de la figure 9-9 donne les admittances de transfert des diplôles et quadripôles les plus fréquemment rencontrés dans la constitution de filtres actifs ou passifs.

FONCTION DE TRANSFERT	T_1	T_2
$\dfrac{(T_1p+1)(T_2p+1)}{T_1T_2p^2+\left[T_1\left(1+\dfrac{R_1}{R_3}\right)+T_2\right]p+\dfrac{1}{G_0}}$	$\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_2$	R_1C_1
$\dfrac{T_1T_3\left[1+\dfrac{R_1R_5}{R_4(R_1+R_2+R_3)}\right]p^2+\left\{T_1+T_2\left[1+\dfrac{R_1R_5}{(R_3+R_4)(R_1+R_2+R_3)}\right]\right\}p+1}{T_1T_3\left[1+\dfrac{R_1(R_4+R_5)}{R_4(R_1+R_2+R_3)}+\dfrac{1}{R_0}\left(\dfrac{R_2}{R_1+R_2+R_3}\right)\left(R_1+R_5+\dfrac{R_1R_5}{R_4}\right)\right]p^2+\left\{T_1\left(1+\dfrac{R_1}{R_4}\right)+\dfrac{T_1}{R_0}\left(R_1+R_5+\dfrac{R_1R_5}{R_4}+T_2\left[1+\dfrac{R_1(R_2+R_3)}{(R_3+R_4)(R_1+R_2+R_3)}\right]\right.\right.+\dfrac{T_2}{R_0}\left(\dfrac{R_2}{R_1+R_2+R_3}\right)\left.\left.\left(R_1+R_5+\dfrac{R_1R_5}{R_3+R_4}\right)\right\}p+\dfrac{1}{G_0}}$	$\dfrac{R_3R_4}{R_3+R_4}C_2$	$(R_1+R_2+R_3)C_1$

RC avec leurs caractéristiques de transfert, leurs courbes leurs pôles et de leurs zéros. G_0 est le gain dans la bande

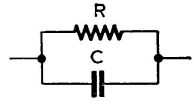
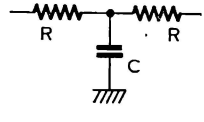
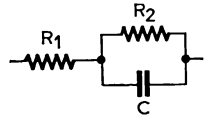
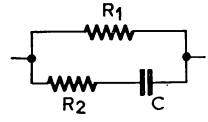
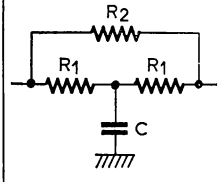
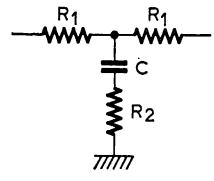
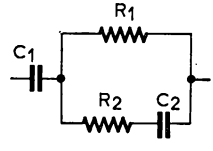
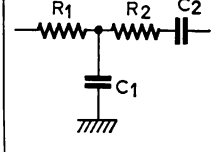
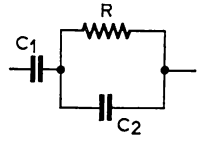
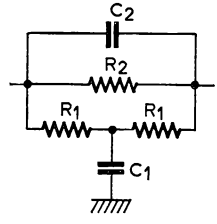
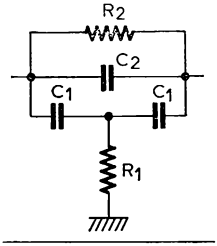
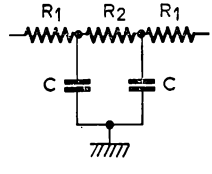
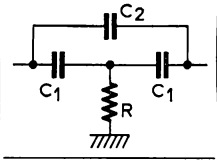
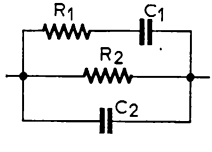
Admittance de transfert	Réseau	Relation	Relation inverse
1 $\dfrac{1+pT}{A}$		$A=R$ $T=RC$	$R=A$ $C=\dfrac{T}{A}$
2 $\dfrac{1}{A(1+pT)}$		$A=2R$ $T=\dfrac{RC}{2}$	$R=\dfrac{A}{2}$ $C=\dfrac{4T}{A}$

Fig. 9-9. — Tableau résumé des admittances de transfert des principaux réseaux RC utilisés dans les filtres.

Admittance de transfert	Réseau	Relation	Relation inverse
3 $\frac{1+pT}{A(1+p\theta T)}$ $\theta < 1$		$A = R_1 + R_2$ $T = R_2C$ $\theta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$	$R_1 = A\theta$ $R_2 = A(1-\theta)$ $C = \frac{T}{A(1-\theta)}$
		$A = R_1$ $T = (R_1+R_2)C$ $\theta = \frac{R_2}{R_1+R_2}$	$R_1 = A$ $R_2 = \frac{A\theta}{1-\theta}$ $C = \frac{T(1-\theta)}{A}$
4 $\frac{1+p\theta T}{A(1+pT)}$ $\theta < 1$		$A = \frac{2R_1R_2}{2R_1+R_2}$ $T = \frac{R_1C}{2}$ $\theta = \frac{2R_1}{2R_1+R_2}$	$R_1 = \frac{A}{2(1-\theta)}$ $R_2 = \frac{A}{\theta}$ $C = \frac{4T(1-\theta)}{A}$
		$A = 2R_1$ $R_2 + \frac{R_1}{2}$ C $\theta = \frac{2R_2}{2R_2+R_1}$	$R_1 = \frac{A}{2}$ $R_2 = \frac{A\theta}{4(1-\theta)}$ $C = \frac{4T(1-\theta)}{A}$
5 $\frac{pB(1+pT_2)}{(1+pT_1)(1+pT_3)}$ $T_1 < T_2 < T_3$		$B = C_1$ $T_2 = (R_1+R_2)C_2$ $T_1T_3 = R_1R_2C_1C_2$ $T_1+T_3 = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$	$R_1 = \frac{T_1+T_3-T_2}{B}$ $R_2 = \frac{T_1T_3(T_1+T_3-T_2)}{B(T_3-T_2)(T_2-T_1)}$ $C_1 = B$ $C_2 = \frac{B(T_3-T_2)(T_2-T_1)}{(T_1+T_3-T_2)^2}$
6 $\frac{pB}{(1+pT_1)(1+pT_2)}$ $T_1 \neq T_2$		$B = C_2$ $T_1T_2 = R_1R_2C_1C_2$ $T_1T_2 = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$	$R_1 = \frac{(\sqrt{T_1}-\sqrt{T_2})^2}{B}$ $R_2 = \frac{\sqrt{T_1T_2}}{B}$ $C_1 = \frac{B\sqrt{T_1T_2}}{(\sqrt{T_1}-\sqrt{T_2})^2}$ $C_2 = B$

Suite de la figure 9-9.

Admittance de Transfert	Réseau	Relation	Relation inverse
7 $\frac{pB(1+p\theta T)}{1+pT}$		$B=C_1$ $T=R(C_1+C_2)$ $\theta=\frac{C_2}{C_1+C_2}$	$R=\frac{T(1-\theta)}{B}$ $C_1=B$ $C_2=\frac{B\theta}{1-\theta}$
8 $\frac{1+pT_1+p^2T_1T_2}{A(1+pT_3)}$ $T_2>\frac{T_1}{4}$ (zéros complexes) $T3>T_2$		$A=\frac{2R_1R_2}{2R_1+R_2}$ $T_1=\frac{R_1(R_1C_1+2R_2C_2)}{2R_1+R_2}$ $T_2=\frac{R_1R_2C_1C_2}{R_1C_1+2R_2C_2}$ $T_3=\frac{R_1C_1}{2}$	$R_1=\frac{AT_3^2}{2[T_3^2-T_1(T_3-T_2)]}$ $R_2=\frac{AT_3^2}{T_1(T_3-T_2)}$ $C_1=\frac{4[T_3^2-T_1(T_3-T_2)]}{AT_3}$ $C_2=\frac{T_1T_3}{AT_3}$
9 $\frac{1+pT_1+p^2T_1T_2}{A(1+pT_3)}$ $T_2>\frac{T_1}{4}$ $T_3<T_1$ (zéros complexes)		$A=R_2$ $T_1=2R_1C_1+R_2C_2$ $T_2=\frac{R_1R_2C_1(C_1+2C_2)}{2R_1C_1+R_2C_2}$ $T_3=2R_1C_1$	$R_1=\frac{AT_3^2}{4[T_1T_2-T_3(T_1-T_3)]}$ $R_2=A$ $C_1=\frac{2[T_1T_2-T_3(T_1-T_3)]}{AT_3^2}$ $C_2=\frac{T_1-T_3}{A}$
10 $\frac{1}{A(1+pT_1)(1+pT_2)}$ $T_1<T_2$		$A=2R_1+R_2$ $T_1=\frac{R_1R_2}{2R_1+R_2}C$ $T_2=R_1C$	$R_1=A\frac{T_2-T_1}{2T_2}$ $R_2=A\frac{T_1}{T_2}$ $C=\frac{2T_2^2}{A(T_2-T_1)}$
11 $\frac{pB(1+pT)}{1+p\theta T}$ $0<1$		$B=C_2$ $T=RC_1\frac{2C_2+C_1}{C_2}$ $\theta=\frac{2C_2}{2C_2+C_1}$	$R=\frac{T\theta^2}{4B(1-\theta)}$ $C_1=\frac{2B(1-\theta)}{\theta}$ $C_2=B$
12 $\frac{(1+pT_1)(1+pT_3)}{A(1+pT_2)}$ $T_1<T_2<T_3$		$A=R_2$ $T_2=R_1C_1$ $T_1T_3=R_1R_2C_1C_2$ $T_1+T_3=R_1C_1+R_2C_2+R_2C_1$	$R_1=\frac{AT_2^2}{(T_3-T_2)(T_2-T_1)}$ $R_2=A$ $C_1=\frac{(T_3-T_2)(T_2-T_1)}{AT_2}$ $C_2=\frac{T_1T_3}{AT_2}$

Suite de la figure 9-9.

ORDRE D'UN FILTRE.

On aura souvent l'occasion de lire ou d'entendre parler de filtres du 2eme ou du 3eme ou du neme ordre. De quoi s'agit-il exactement ? Pour répondre à cette question, le mieux est de prendre des exemples. Si nous nous reportons au tableau de la figure 9-8, nous remarquerons que la fonction de transfert des réseaux 1, 2, 3 ne comportent que des polynômes du *premier degré,* tandis que celles des réseaux 8 et 9 par exemple, comportent des termes en p^2 *(polynômes du second degré)* ; on dira que les premiers sont des filtres du *premier ordre,* alors que les seconds sont du *second ordre.* Si on avait rencontré dans une fonction de transfert, un polynôme de *degré n,* le filtre correspondant aurait été du n^{eme} ordre.

FREQUENCE (OU PULSATION) REDUITE (OU NORMALISEE).

Pour faciliter le calcul des filtres, on a pour coutume d'adopter pour unité de fréquence la fréquence de coupure f_0 (à laquelle correspond la pulsation ω_0 de ce filtre). Ainsi la courbe de réponse du filtre de la figure 9-10) est donnée en fonction de ω_0, ce qui signifie que, quelle que soit la valeur de ω_0, la courbe de réponse aura la même allure. Cela est tout à fait naturel puisque, à une configuration de filtre donnée, correspond une allure de courbe de réponse en fréquence ou en phase donnée, la valeur propre de ω_0 étant simplement fonction de la (ou des) constantes de temps du réseau.

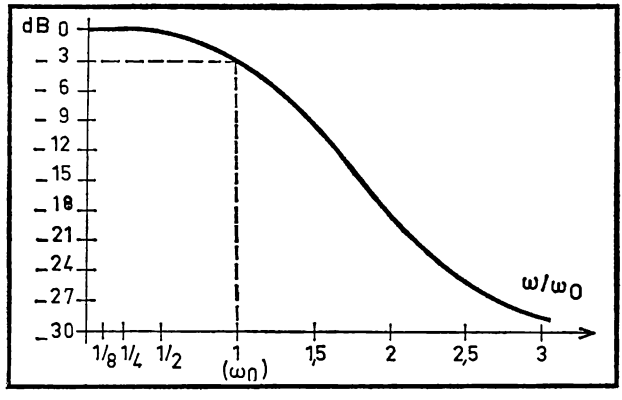


Fig. 9-10. — La courbe de réponse en fréquence d'un filtre peut être donnée en fonction de la fréquence de coupure ω_0.

D'autre part, si par exemple la fonction de transfert d'un filtre nous est donnée en fonction de ses éléments constitutifs par une formule du genre :

$$F_{(p)} = \frac{1}{1 + R\ C_1 p + R^2 C_1 C_2 p^2},$$

nous pouvons une fois pour toutes calculer les rapports des capacités C_1 et C_2 et, connaissant ce rapport, utiliser la formule pour calculer un filtre sur n'importe quelle fréquence. Il suffira, à partir d'une valeur donnée de résistance R_0 (laquelle pourra par exemple être imposée

par les caractéristiques propres à l'amplificateur opérationnel utilisé : courant de décalage ou résistance caractéristique de bruit), de déterminer la constante de temps $R_{1\ (0)}\ C_{1\ (0)} = T_0 = \frac{\omega_0}{1}$ correspondant à la fréquence de coupure (f_0) du filtre. On déduira alors de R_0 et de C_0 par simple règle de trois toutes les autres valeurs. (Il n'y en a qu'une autre, C_2 dans le cas de notre exemple, mais il pourrait y en avoir plusieurs). Nous trouverons des exemples pratiques de ce qui précède un peu plus loin pour nous en faciliter la compréhension.

Principaux types de courbe de réponse de filtre.

Commençons ce paragraphe par une précision : tous les types de bande passante de filtre (passe-haut, passe-bande, coupe-bande) peuvent, comme nous le montrerons un peu plus loin, se déduire par transposition du filtre passe-bas, aussi ne parlerons-nous ici que de ce type de bande passante.

Nous avons énuméré plus haut les principales caractéristiques d'un filtre : bande passante, fréquence de coupure, pente de décroissance, ondulation, caractéristique de phase, etc. Selon les applications, l'une de ces caractéristiques prendra pour l'utilisateur une importance prépondérante : pour séparer des signaux de fréquences très voisines, il est évident que c'est la pente de décroissance de la caractéristique qui nous importera au premier chef. Par contre, si le filtre est utilisé pour retarder l'apparition d'un signal, c'est la linéarité de sa courbe de phase qui nous sera importante. Fort heureusement, nous avons le choix entre différents types de réponse dont les principaux sont ceux étudiés par Butterworth, Tchébitchef, Bessel et Paynter. Il en existe bien d'autres mais ceux que nous venons de citer sont les plus usités.

FONCTION DE BUTTERWORTH.

Cette fonction est exprimée par la formule :

$$\left|\frac{V_S}{V_E}\right|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}}$$

dans laquelle ω_0 est la pulsation correspondant à la fréquence de coupure f_0 et n l'ordre du filtre.

Cette formule générale se rencontre fréquemment sous la forme plus pratique :

$$F_{(p)} = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots + a_n p^n}$$

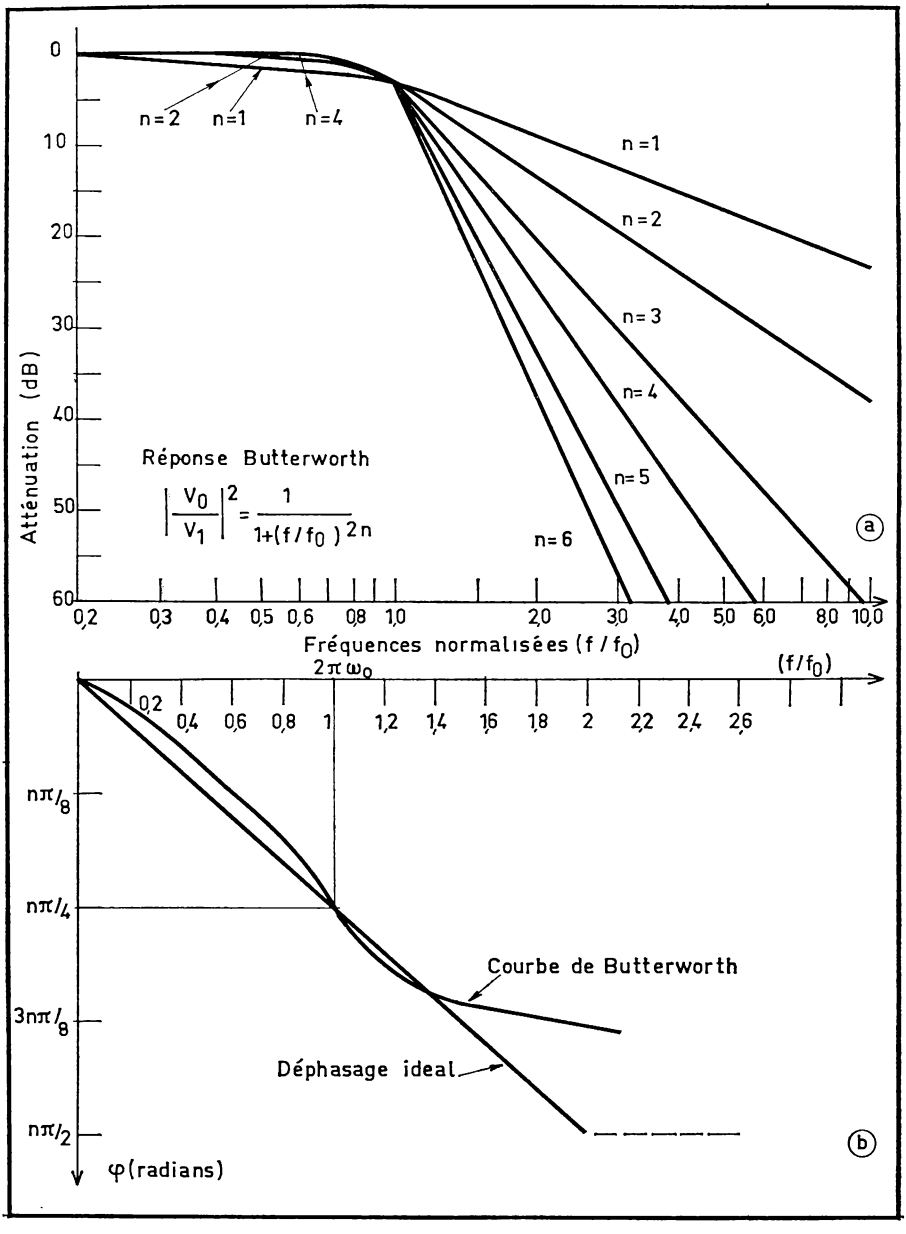


Fig. 9-11. — La courbe de réponse de Butterworth donne un « plateau » très plat dans la bande transmise et une atténuation de 6n dB/octave (a). La courbe de réponse en phase n'est linéaire que dans une gamme de fréquences réduites.

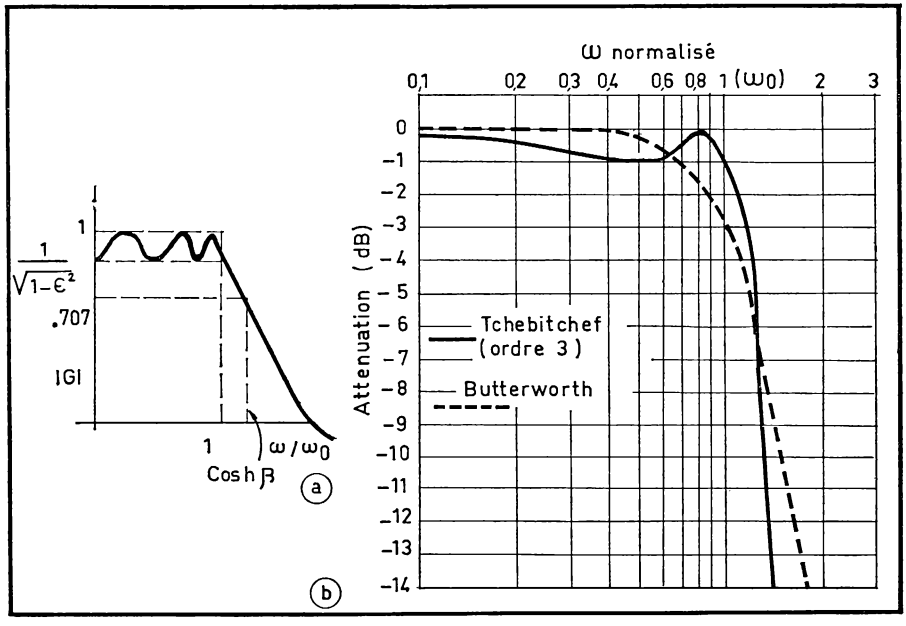


Fig. 9-12. — La réponse de Tchebitchef présente dans la bande transmise une ondulation qui passe n fois entre 1 et $1/\sqrt{1-\varepsilon^2}$ (n étant l'ordre du filtre) entre 0 et ε_0 (il s'agit ici en (a) d'un filtre d'ordre 6). La chute de gain est plus importante que pour un filtre Butterworth de même ordre (b).

On trouvera dans l'annexe à la fin de ce chapitre les valeurs des coefficients a_1, a_2 .... a_n jusqu'à $n = 6$.

La principale caractéristique de la fonction de Butterworth est de présenter un « plateau » très linéaire dans la bande transmise. La chute de gain est régulière à partir de f_0 avec une pente de $6n$ dB/octave ou $20n$ dB/décade (fig. 9-11 *a*) n étant l'ordre du filtre.

Le déphasage en fonction de la fréquence est à peu près linéaire jusqu'aux environs de 1,5 f_0 avec cependant tendance à un léger dépassement (fig. 9-11 *b*).

FONCTION DE TCHEBITCHEF (fig. 9-12).

Exprimée sous la forme générale :

$$\left|\frac{V_S}{V_E}\right|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 . T_n^2 \ (\omega/\omega_0)}$$

dans laquelle ε est un coefficient plus petit que 1 qui détermine l'ondulation dans la bande transmise et T_n (ω/ω_0) un polynome de degré n qui possède la propriété de passer n fois par 1 et $1/\sqrt{1-\varepsilon^2}$ entre les fréquences 0 et f_0.

Ce qui fait l'intérêt particulier de la réponse de Tchébitchef est sa rapide décroissance dans la partie coupe-bande.

LES COURBES DE BESSEL ET DE PAYNTER, moins intéressantes en ce qui concerne la réponse amplitude-fréquence, se rapprochent beaucoup plus de la réponse idéale de phase en particulier pour les filtres d'ordre élevé.

Ces fonctions se rencontrent comme celle de Butterworth sous la forme :

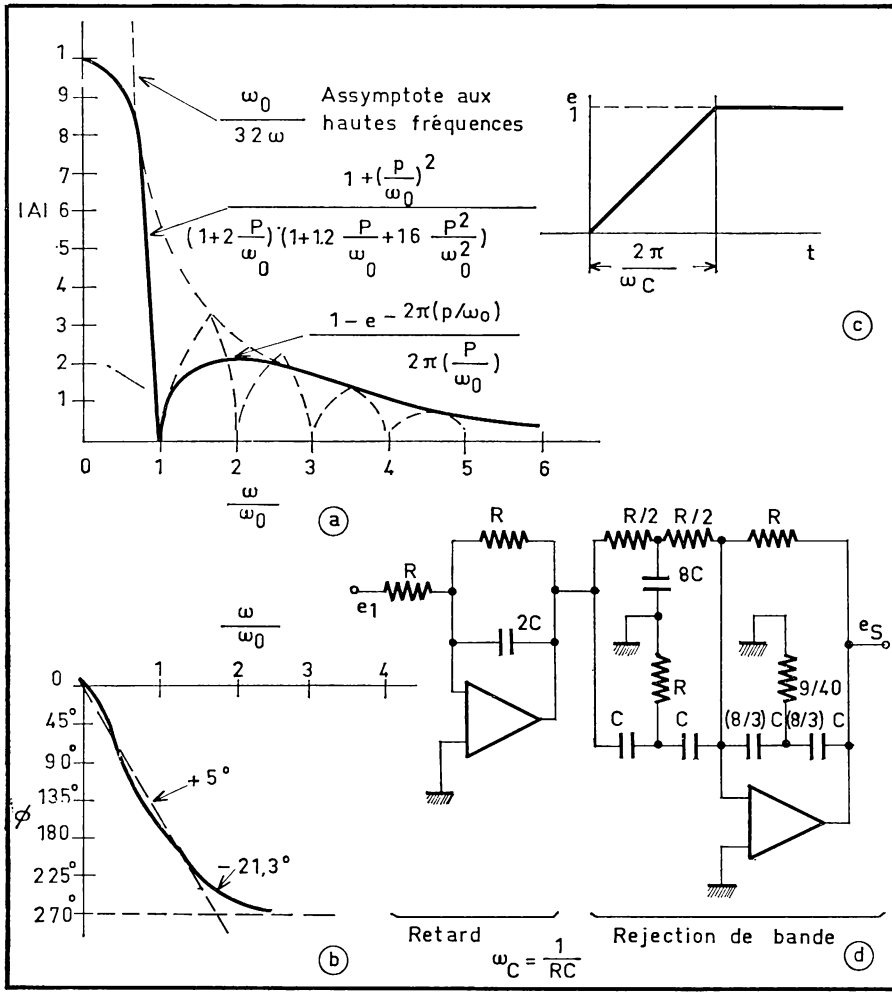


Fig. 9-13. — Courbe de réponse en fréquence (a) en phase (b) et à un échelon unité (c) d'un filtre de moyenne. En (d) exemple de schéma donnant ces résultats.

$$F_{(p)} = \frac{1}{1 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2 + \ldots + \alpha_n p^n}$$

Les coefficients α correspondant à ces fonctions seront donnés en annexe.

AUTRES TYPES DE COURBES DE REPONSE.

En dehors de ces quatre principaux types de réponse on peut également citer les filtres à *n* retards égaux, et le filtre dit de moyenne qui peut être considéré comme une combinaison de la réponse (fig. 9-13 *a*) de Paynter et d'un filtre à coupure à bande étroite (notch filter). Ce filtre présente un intérêt particulier lorsqu'il s'agit d'effectuer la moyenne de fonctions à variables aléatoires. Il est également recommandé pour l'égalisation lors de la restitution de signaux échantillonnés. La courbe de réponse en phase (fig. 9-13 *b*) est assez linéaire. On trouvera à la figure 9-13 *c* la réponse à un échelon unité.

COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES REPONSES (fig. 9-14).

— Les courbes de Butterworth et de Tchébitchef sont plus proches de la réponse idéale amplitude-fréquence. Lorsqu'une réponse parfaitement plate dans la bande transmise sera l'impératif N° 1 on aura intérêt à choisir la courbe de Butterworth tandis que ce sera celle de Tchébitchef qui aura la préférence lorsqu'une coupure brusque sera l'objectif recherché.
— Les courbes selon Paynter et Bessel présentent le plus grand intérêt lorsque le filtre est utilisé pour déphaser ou retarder un signal composite du fait de leur réponse en phase plus linéaire en particulier dans les filtres d'ordre élevé. Il en va de même pour la réponse à retards égaux.
Nous avons déjà énoncé les avantages du filtre de moyenne.
— *En résumé,* plus l'ordre du filtre est élevé plus les réponses en phase ou en fréquence se rapprochent du gabarit idéal.

RESEAU COUPE-BANDE EN DOUBLE T.

Le réseau en double T de la figure 9-15 mérite une mention particulière car on le rencontre souvent, tant dans les filtres passifs qu'actifs. Dans les filtres actifs selon qu'il se trouve dans une boucle de réaction positive ou négative il constituera un filtre coupe-bande à bande très étroite (notch filter) ou au contraire un filtre passe-bande particulièrement sélectif. La figure 9-15 *b* reproduit la réponse du réseau passif seul que l'on remarque être particulièrement pointue sur une fréquence centrale f_0 donnée par la formule :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

si $R_2 = R_1/2$ et $C_2 = 2\ C_1$.

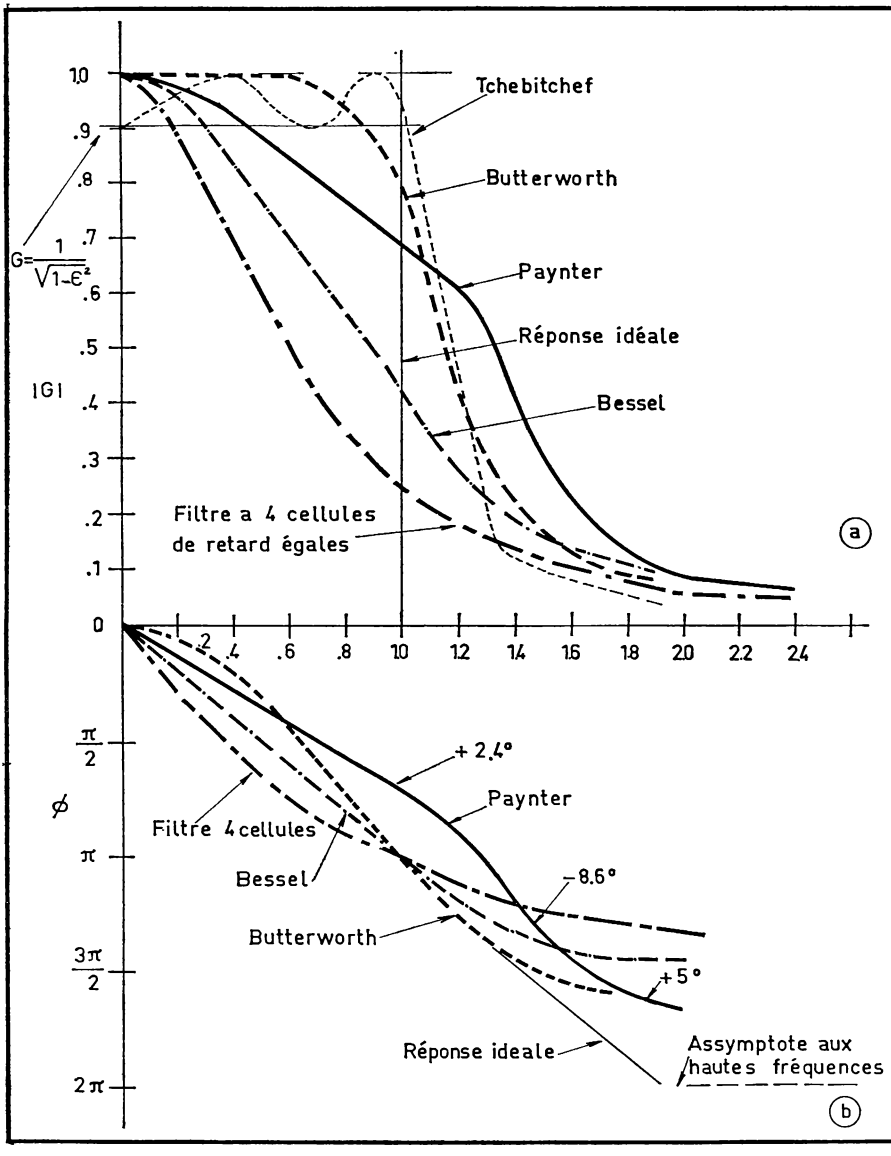


Fig. 9-14. — Comparaison du point de vue réponse en fréquence (a) et en phase (b) des principaux types de courbes de réponse pour un ordre 4.

La chute de gain de part et d'autre de la fréquence centrale ainsi que l'atténuation pour f_0 sont d'autant plus accusées que les tolérances sur les valeurs des composants sont plus serrées.

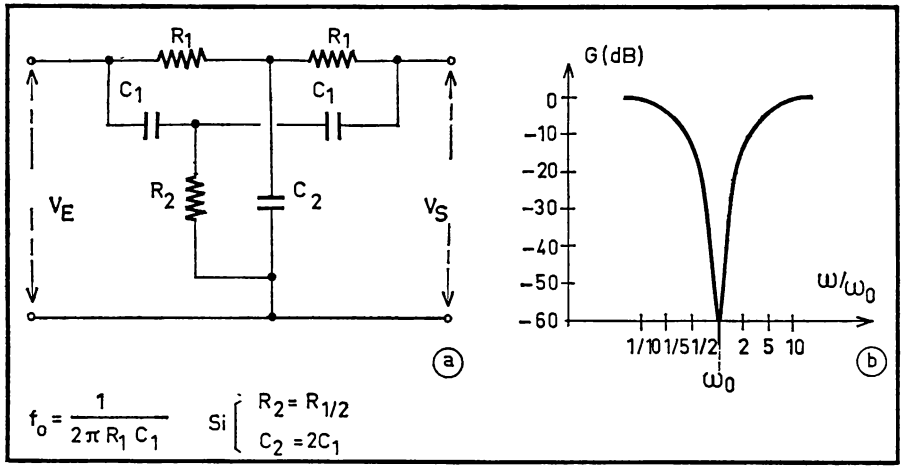


Fig. 9-15. — Le filtre coupe-bande en double T (a). Schéma (b) courbe de réponse.

La fréquence d'accord peut être quelque peu modifiée, avec toutefois une perte sur la raideur des flancs et sur l'atténuation maximale — en agissant sur la valeur de R_2 selon l'un des schémas de la figure 9-16. Nous reproduisons à la figure 9-17 un abaque pour la détermination graphique rapide des éléments R et C. Notons que la formule du double T étant d'un emploi général dans les réseaux du premier ordre, cet abaque rendra de nombreux services pour le calcul de réseaux passifs de tous types. C'est dans le même esprit que nous reproduirons en annexe l'abaque pour le calcul des constantes de temps RC.

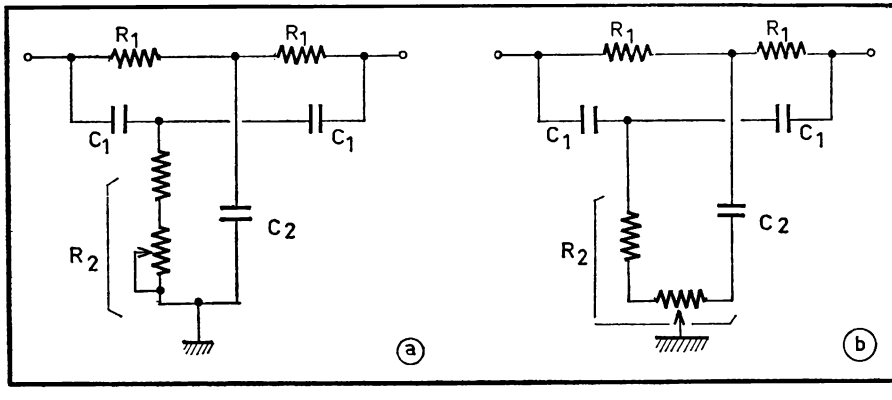


Fig. 9-16. — Deux méthodes pour faire varier la fréquence d'accord d'un double T.

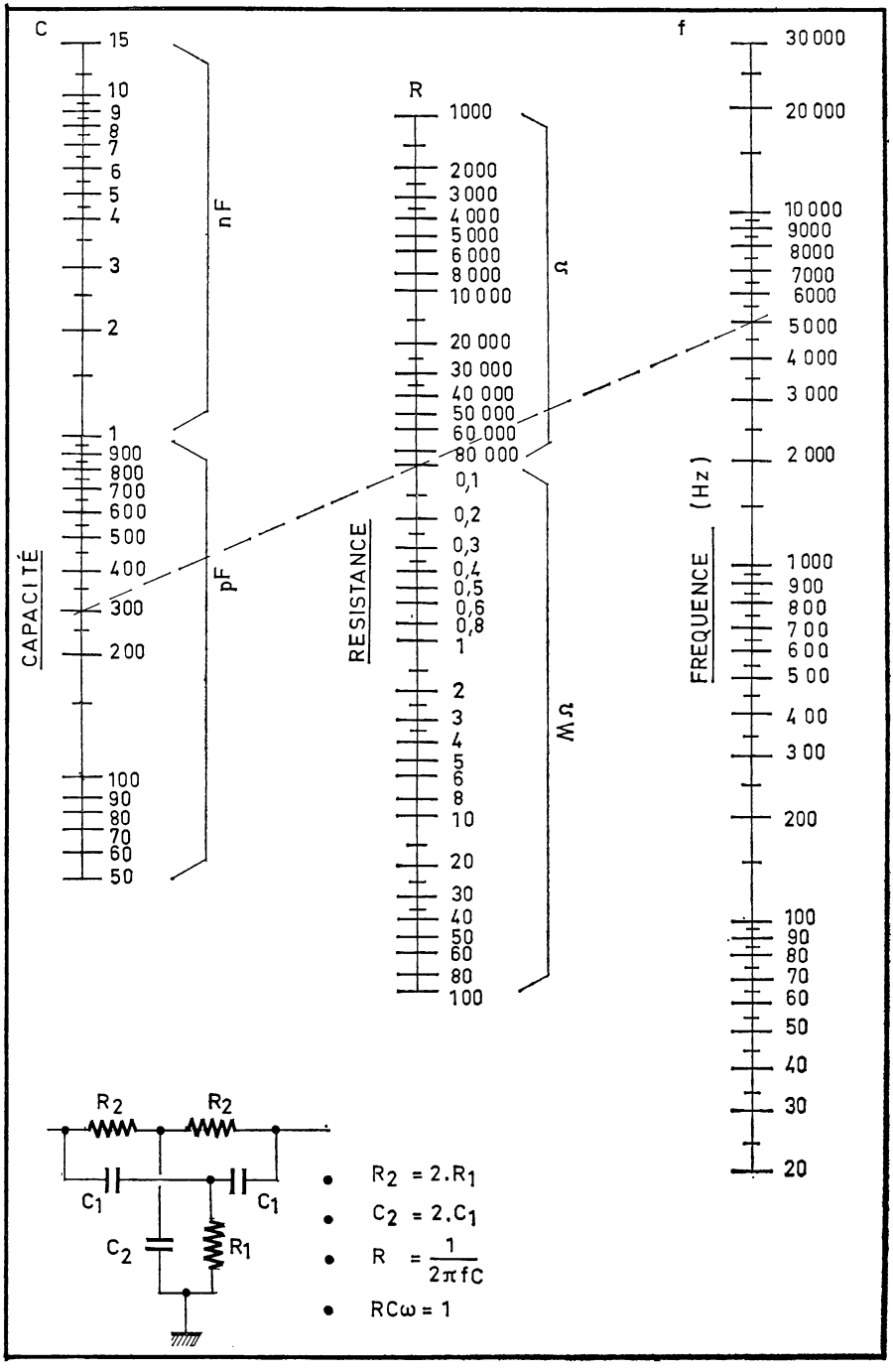


Fig. 9-17. — Abaque pour le calcul des réseaux coupe-bande en double T. Réunir les deux grandeurs connues (capacité et résistance par exemple) pour obtenir à l'intersection avec la troisième colonne la grandeur recherchée (la résistance dans le cas de notre exemple).

RESEAU PASSE-BANDE EN DOUBLE T.

Dû à James B. Murphy le réseau que nous allons décrire est assez peu connu. Ainsi qu'il appert à l'observation de la figure 9-18 il est constitué par un double T dont on aurait interverti la position d'une résistance et d'un condensateur. De même que le double T classique sa fréquence centrale est donnée par la formule $f_0 = 1/2\pi RC$. Les constantes b et k qui relient les valeurs des autres composants à R

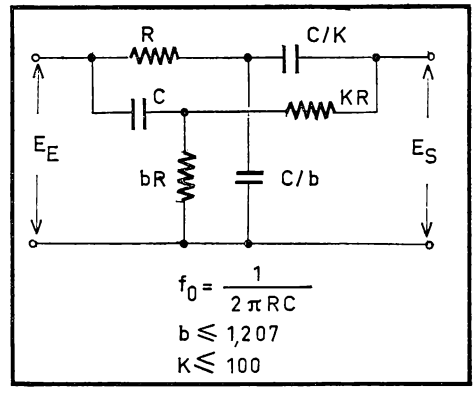


Fig. 9-18. — En intervertissant les positions réciproques d'une résistance et d'un condensateur dans les branches horizontales d'un double T on le transforme en filtre passe-bande.

et à C définissent l'atténuation et dans certaines conditions le gain pour la fréquence centrale f_0. Par exemple si l'on fait $b = k/(k - 1)$ l'atténuation à f_0 est nulle. Pour des valeurs de k de l'ordre de 100 et de b :

$$b = \frac{k/(k - 1)}{1 + \sqrt{2k/(k + 1)}}$$

le circuit peut même présenter, à condition de n'être pas chargé, un certain gain, de l'ordre de 1,2 sur f_0.

TRANSPOSITION : PASSAGE D'UN FILTRE PASSE-BAS A UN AUTRE TYPE DE FILTRE.

Si un circuit passe-bas RC est caractérisé par une impédance de transfert $Z_{CR}(p)$ le circuit passe-haut CR transposé sera caractérisé par une impédance de transfert $Z'_{CR}(p) = 1/p\, Z_{RC}(1/p)$. Traduisons ce théorème d'allure un peu rébarbative sous une forme un peu plus accessible :

Prenons le circuit passif passe-bas de la figure 9-19 *a*. Pour le transformer en circuit passe-haut de même fréquence de coupure (fig. 9-19 *b*) chaque résistance du circuit initial *a* sera remplacé par un condensateur de valeur 1/R et chaque capacité par une résistance de valeur 1/C dans le circuit transformé *b*.

Pour réaliser un filtre passe-bande on pourra monter en cascade un filtre passe-haut coupant à la fréquence f_0 et un filtre passe-bas coupant à la fréquence f_0' (fig. 9-20 *a*).

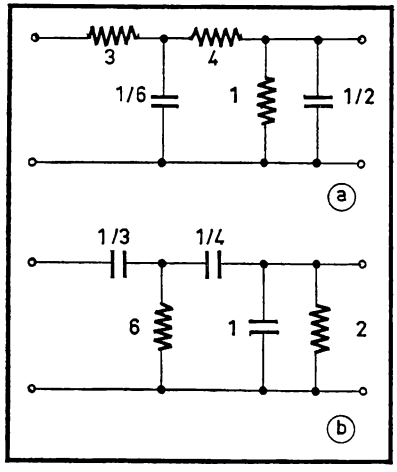


Fig. 9-19. — Transposition d'un réseau RC en réseau CR.

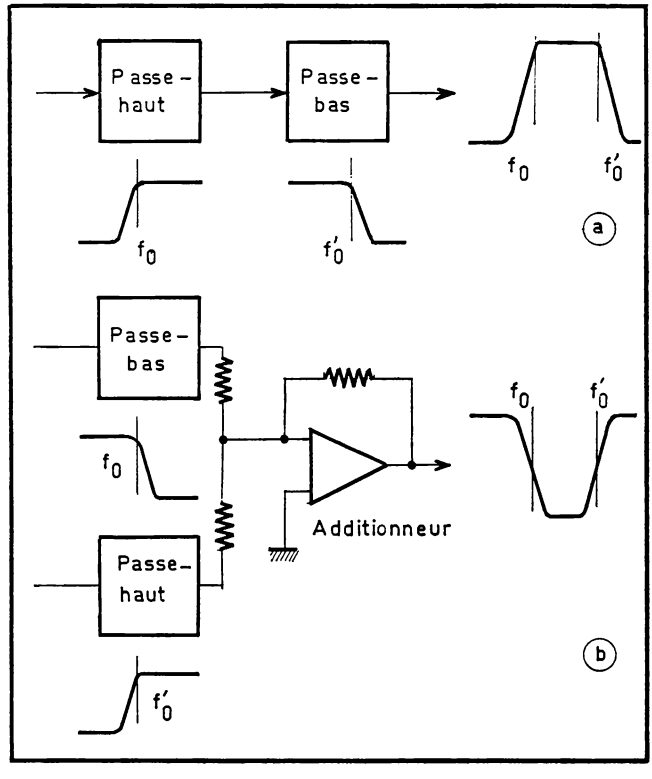


Fig. 9-20. — Un filtre passe-haut et un passe-bas montés en cascade constituent un passe-bande (a). **Pour le coupe-bande, il faut effectuer la somme des sorties d'un passe-haut et d'un passe-bas** (b).

Pour l'obtention du coupe-bande on a la possibilité d'injecter à un additionneur les sorties d'un passe-bas sur la fréquence f_0 et d'un passe-haut coupant à f_0' (fig. 9-20 *b*).

Nous devons toutefois remarquer que ces méthodes, intéressantes dans le cas de filtres à très large bande, ne se justifient pas dans les filtres à bande étroite pour lesquelles il existe des circuits actifs simples ne nécessitant l'emploi que d'un seul amplificateur opérationnel et d'un nombre restreint de composants passifs. Nous aurons l'occasion d'en rencontrer quelques-uns un peu plus loin.

Modes de réalisation des filtres actifs.

Il est différents modes d'utilisation des amplificateurs opérationnels pour l'obtention de filtres actifs. Nous en comparerons ultérieurement les avantages et les inconvénients. D'entrée de jeu précisons que la même configuration peut être utilisée pour obtenir les diverses courbes de réponse ; c'est simplement par le choix de la valeur des éléments qu'un même schéma donnera une réponse de Butterworth, Tchébitchef, Bessel, Paynter, etc.

On peut distinguer quatre grandes classes de filtres actifs :

— Les circuits dits à gain infini et rétroaction simple (dits également monoboucle).
— Les circuits à gain infini et rétroactions multiples (ou à boucles multiples).
— Les filtres du type dit alimentation contrôlée (V.V.T. : *Voltage to Voltage Transducer*).
— Les convertisseurs à immitance négative (NIC ou INIC).
— Les Gyrators.

Notons que certains filtres actifs ne tombent dans aucune de ces catégories principales, ce sont en fait des réseaux passifs dans lesquels les capacités ou les inductances de forte valeur sont simulées au moyen d'amplificateurs opérationnels, nous aborderons succinctement ce problème de simulation d'impédances.

ENCORE UNE PETITE PARENTHESE THEORIQUE.

Pour donner un aperçu, même sommaire, de la conception des filtres actifs, il nous faudra faire appel à l'emploi des paramètres « y ». Technicien de la vieille école (déjà !) il nous a fallu assimiler cette notion « qui ne faisait pas partie de notre programme » ; aussi croyons-nous utile de faire profiter d'un savoir tout neuf le lecteur de notre génération soucieux de se maintenir dans le vent.

Prenons la « boîte noire » de la figure 9-21 et branchons à ses bornes d'entrée une source e_1 et en sortie une source e_2 ; l'une de ces sources pouvant fort bien être « une source négative » c'est-à-dire un récepteur. Nous pouvons écrire l'équation :

$$\boxed{i_1 = y_{11}\, e_1 + y_{12}\, e_2} \quad (1)$$

qui peut s'interpréter comme suit : le courant i_1 est égal à la somme du courant *admis* par le circuit d'entrée de la boîte noire plus la participation de ce courant ainsi que de celui débité — ou consommé — par la source e_2. Ce qui nous permet de comprendre que dans ce type de paramètres, qu'il s'agisse des paramètres « y » applicables à tout dispositif quadripolaire, ou des paramètres « h » couramment utilisés avec les transistors, le chiffre 1 signifie : « se rapportant à l'entrée » et le chiffre 2 : « se rapportant à la sortie ». Il ne faut donc pas lire y_{11} : *y* (onze) mais bien *y* (un, un). La seconde équation :

$$\boxed{i_2 = y_{22}\, e_2 + y_{21}\, e_1} \quad (2)$$

s'explique de la même manière que la précédente considérant les choses vues de la sortie : le courant i_2 est égal à la somme du courant *admis* par le circuit de sortie plus la participation de ce courant ainsi que de celui consommé ou débité par la source e_1 au courant d'entrée.

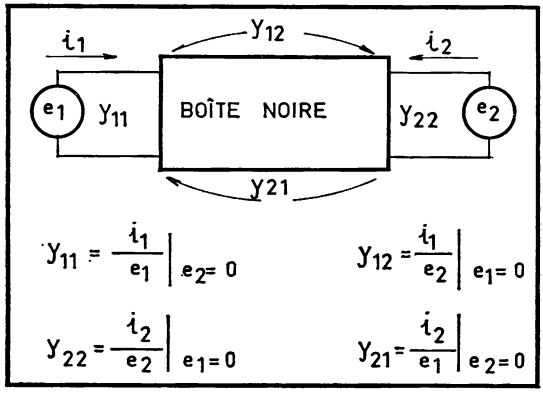


Fig. 9-21. — « Boîte noire » pour la détermination des paramètres « y ».

Remplaçons la source e_2 par un court-circuit, cela simplifie notablement les choses car l'équation (1) devient :

$$\boxed{i_1 = y_{11}\, e_1 + 0 = y_{11}\, e_1} \quad (3)$$

d'où l'on tire :

$$\boxed{y_{11} = \left.\frac{i_1}{e_1}\right|_{\text{pour } e_2 = 0}} \quad (4)$$

ce qui signifie, y_{11} étant de la forme i/e, c'est-à-dire l'*inverse d'une impédance* (e/i) que ce paramètre est une *admittance* y_{11} est donc *l'admittance d'entrée du circuit.*

De la même manière en remplaçant successivement e_1 et e_2 par des courts-circuits on obtient :

$$\boxed{y_{12} = \left.\frac{i_1}{e_2}\right|_{\text{pour } e_1 = 0}} \quad (5)$$

y_{12} est *l'admittance d'entrée ramenée à la sortie.*

$$\boxed{y_{22} = \left.\frac{i_2}{e_2}\right|_{\text{pour } e_1 = 0}} \quad (6)$$

y_{22} est *l'admittance de sortie pour l'entrée court-circuitée,*

et enfin

$$\boxed{y_{21} = \left.\frac{i_2}{e_1}\right|_{\text{pour } e_2 = 0}} \quad (7)$$

y_{21} est *l'admittance de sortie ramenée à l'entrée*

Nous devons maintenant être en mesure de comprendre le fonctionnement du

FILTRE A CONTREREACTION SIMPLE ET GAIN INFINI (DIT ENCORE MONOBOUCLE).

Ce montage, représenté schématiquement à la figure 9-22, ressemble étrangement à l'amplificateur inverseur dans lequel on aurait remplacé les résistances R_E et R_{CR} par les réseaux passifs A et B. Si l'amplificateur opérationnel peut être considéré comme parfait :

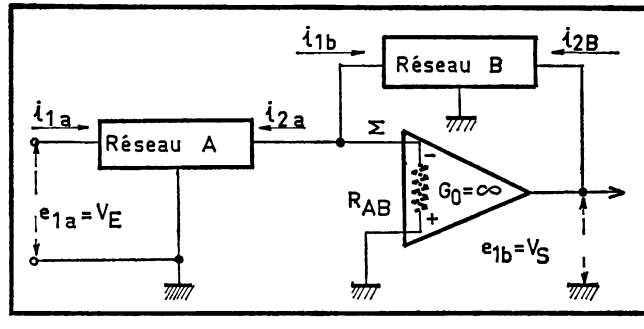


Fig. 9-22. — Le schéma de principe du filtre à gain infini et rétroaction simple ressemble beaucoup à celui de l'amplificateur inverseur classique. Les résistances R_E et R_{CR} sont simplement remplacées par des réseaux RC passifs.

— 1°) le point de sommation Σ est une masse virtuelle,

— 2°) aucun courant n'est dérivé dans la résistance différentielle d'entrée R_{AB}.

Dans ces conditions nous pouvons écrire l'équation du courant de sortie du réseau A d'entrée :

$$\boxed{i_{2a} = y_{12a}\, e_{1a}} \quad (1)$$

De la même manière pour le réseau de contreréaction B la tension e_{1b} étant nulle son courant i_{1b} est égal à :

$$\boxed{i_{1b} = y_{12b}\, e_{2b}} \quad (2)$$

Aucun courant n'étant dérivé vers l'entrée de l'amplificateur on peut affirmer que

$$\boxed{i_{1a} = -\, i_{2b}} \quad (3)$$

Nous sommes donc en droit de combiner les équations (1) et (2), ce qui donne :

$$\boxed{y_{12a}\, e_{1a} = -\, y_{12b}\, e_{2b}} \quad (4)$$

d'où :

$$\boxed{\frac{e_{2b}}{e_{1a}} = -\,\frac{y_{12a}}{y_{12b}}} \quad (5)$$

e_{1a} étant égal à V_E et e_{2b} à V_S on peut écrire la fonction de transfert du filtre :

$$\boxed{\frac{V_S}{V_E} = -\,\frac{y_{12a}}{y_{12b}}} \quad (6)$$

ce qui est conforme à la formule générale de l'amplificateur inverseur :

$$\boxed{\frac{V_S}{V_E} = -\,\frac{Z_{CR}}{Z_E}}$$

« y_{12a} » et « y_{12b} » étant les *admittances*, c'est-à-dire l'inverse des résistances, il est normal que le second terme de l'équation soit inversé :

$$\boxed{\frac{y_{12\,(E)}}{y_{12\,(CR)}} = \frac{Z_{CR}}{Z_E}}$$

A et B étant des circuits passifs RC leurs pôles se trouvent sur l'axe réel négatif (horizontal, à gauche du diagramme) dans le plan complexe. Si nous supposons ces deux circuits ayant les mêmes pôles, les dénominateurs des fonctions y_{12a} et y_{12b} s'éliminent et les positions de ces pôles n'affectent en rien la fonction de transfert de l'ensemble. Les pôles de la fonction de transfert du circuit actif seront déterminés par les zéros de y_{12b}.

D'autre part un circuit passif RC peut avoir les zéros de son admittance de transfert placés n'importe où dans le plan complexe et nous pourrons donc réaliser des pôles complexes conjugués dans notre fonction de transfert (équation 5). Toutefois, pour des raisons évidentes de stabilité ces pôles devront obligatoirement se limiter au demi-plan négatif (gauche) du plan des p. Il en est de même pour les zéros, c'est-à-dire pour ceux de y_{12a} (fig. 9-23).

Il est intéressant de noter que la configuration monoboucle étant assimilable à un inverseur classique, offre l'avantage d'accepter des entrées multiples, ce qui conduit au schéma de principe de la figure 9-24 dont la tension de sortie est donnée par la formule :

$$-V_S = \frac{y_{12a}}{y_{12b}} V_{E1} + \frac{y_{12c}}{y_{12b}} V_{E2}$$

On voit qu'il est ainsi possible d'effectuer la somme de deux signaux sans qu'il n'y ait d'interaction entre les sources.

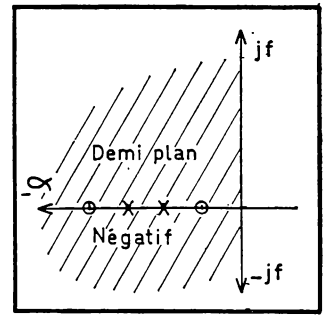


Fig. 9-23. — Les pôles et les zéros d'un filtre à rétroaction simple doivent obligatoirement se trouver dans le demi-plan gauche (négatif) du plan complexe.

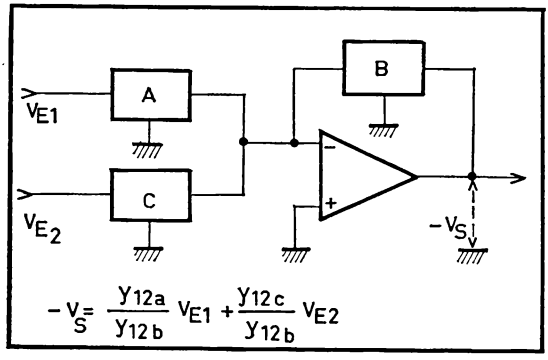


Fig. 9-24. — Tout comme l'inverseur classique, le filtre à rétroaction simple peut servir à l'addition de deux signaux.

C'est la fonction de transfert à réaliser qui nous guidera dans le choix de la configuration des réseaux RC passifs d'entrée et de rétroaction. On pourra choisir parmi les différents réseaux dont nous avons donné schémas et fonctions de transfert dans les tableaux des figures 9-8 et 9-9.

Quels sont les avantages et les inconvénients du circuit à rétroaction simple ?

— Les pôles et les zéros *ne dépendant que des éléments passifs,* les variations des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel n'influencent pratiquement pas le résultats global. Ce qui est particulièrement intéressant dans les filtres à haute sélectivité ou dans les oscillateurs.

— Le montage est capable de fonctionner avec un certain gain, ce qui est bien agréable lorsque le signal d'entrée est de faible amplitude puisque les fonctions de filtrage et d'amplification sont combinées dans un seul circuit.

— L'impédance de sortie est très faible (c'est celle de l'amplificateur opérationnel pour le gain retenu) et l'impédance d'entrée est élevée ce qui autorise le montage en cascade de plusieurs cellules lorsqu'un filtre d'ordre élevé est recherché — à condition toutefois de ne travailler qu'avec un gain très faible ou

unité par étage. C'est ainsi que l'auteur a obtenu un filtre d'ordre 30 en montant en cascade 10 cellules de filtre d'ordre 3 avec un gain unité, *les alimentations étant parfaitement découplées* l'ensemble s'est montré absolument stable.

— Le montage permet d'effectuer la somme de deux ou plusieurs signaux.

— Le principal inconvénient réside dans le nombre élevé des éléments passifs ce qui rend le montage peu économique et ne facilite pas la réalisation de filtres à accord variable.

CIRCUIT A GAIN INFINI ET CONTREREACTIONS MULTIPLES (BOUCLES MULTIPLES).

Dans ce montage (fig. 25) la contreréaction est injectée en plusieurs points du réseau d'entrée, chacun des éléments y_1, y_2, y_3..., étant constitués chacun par un unique composant passif (résistance ou condensateur).

D'après le schéma nous pouvons écrire l'équation de la tension d'entrée V_E :

$$V_E = \frac{1}{y_1} I_1 + V_0 \quad (1)$$

ainsi que celle de I_1 :

$$I_1 = I_2 + I_3 + I_4 \quad (2)$$

Puisque la borne (—) de l'amplificateur opérationnel constitue une masse virtuelle *les tensions aux bornes des admittances* y_3 et y_2 *sont les mêmes* et la tension aux bornes de y_4 est égale à $V_S - V_0$. Cela posé il devient facile d'écrire les valeurs des courants :

$$\begin{aligned} I_2 &= y_2 V_0 \\ I_3 &= y_3 V_0 \\ I_4 &= y_4 (V_S - V_0) \end{aligned} \quad (3)$$

Egalement la masse virtuelle impose que $I_3 = I_5$ donc :

$$I_5 = - y_5 V_S = y_3 V_0 \quad (4)$$

Si nous remplaçons les relations des équations (2, 3 et 4) dans l'équation (1) nous trouvons la formule de la fonction de transfert :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{y_1 y_3}{y_5 (y_1 + y_2 + y_3 + y_4) + y_3 y_4} \quad (5)$$

Désirons-nous réaliser un filtre passe-bas de fonction de transfert :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{-H}{p^2 + ap + 1} \qquad (6)$$

formule dans laquelle H est une constante positive qui caractérise le gain dans la partie passe-bande ; si nous comparons cette relation avec l'équation (5) il vient immédiatement que pour que le numérateur soit indépendant de p y_1 et y_3 *devront toutes deux être des résistances,* dont, pour faciliter les calculs, nous utiliserons la *conductance* G = 1/R.

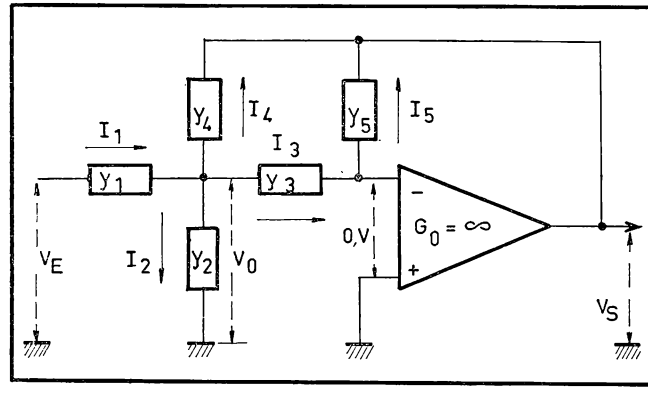


Fig. 9-25. — Schéma de principe du montage à rétroaction multiple.

Le même raisonnement nous fait déduire que pour obtenir des termes en p^2 dans le premier membre du dénominateur, y_5 doit obligatoirement être une *capacité,* et l'une des admittances y_2 ou y_4 également. Ce qui nous permet de passer du schéma général de la figure 9-25, au montage de principe de la figure 9-26 *a.*

Pour passer de la fonction passe-bas à la fonction passe-haut, il suffit, comme cela a été dit plus haut, de remplacer les conductances G_1, G_3 et G_4 de la dernière figure par des capacités et, réciproquement, les capacités C_2 et C_5 par des conductances (fig. 9-26 *b*). En ce qui concerne le filtre passe-bande le raisonnement que nous avons développé plus haut nous montrerait que diverses configurations sont possibles. La plus usitée est celle reproduite à la figure 9-26 *c.*

Les avantages de cette configuration sont les mêmes que ceux du montage monoboucle énumérés plus haut : impédance d'entrée élevée, basse impédance de sortie, possibilité de travailler avec un certain gain. Toutefois il n'est plus possible avec la configuration à boucles multiples d'effectuer la somme de plusieurs signaux. Par contre le nombre des composants passifs a sensiblement diminué : par exemple, pour un passe-bas ou un passe-haut, on passe d'un minimum de 7 composants passifs avec le montage monoboucle, à seulement 5 dans le montage à rétroactions multiples ; pour le passe-bande, l'économie est encore plus importante : 5 ou parfois même 4 composants pour le montage à boucles multiples, contre un minimum de 8 pour la boucle unique. Cet avantage n'échappera pas aux techniciens, qui savent le prix des composants de précision, et de haute qualité mis en œuvre, dans les montages professionnels.

CIRCUIT A ALIMENTATION COMMANDEE (V.V.T. : VOLTAGE TO VOLTAGE TRANSDUCER).

Reprenons le schéma de principe qui nous est déjà bien connu de l'amplificateur de tension non inverseur (fig. 9-27). Sa tension de sortie

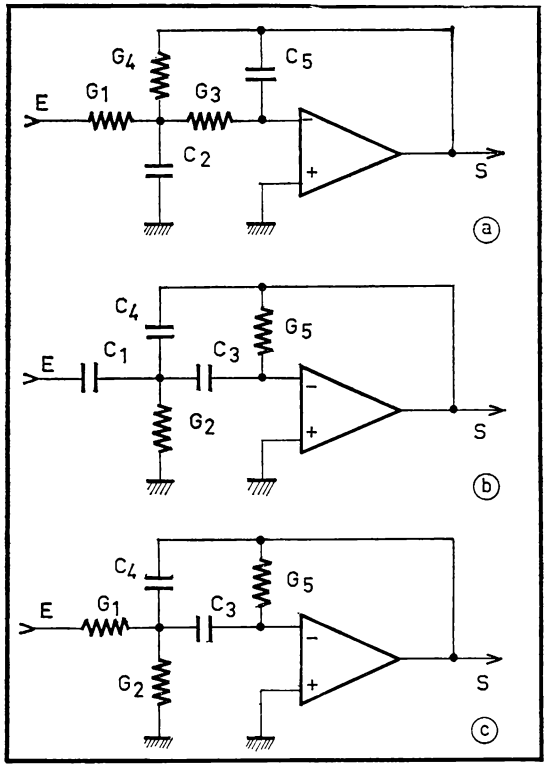


Fig. 9-26. — Du filtre passe-bas à rétroaction multiple (a) on passe aisément au passe-haut (b) et au passe-bande (c).

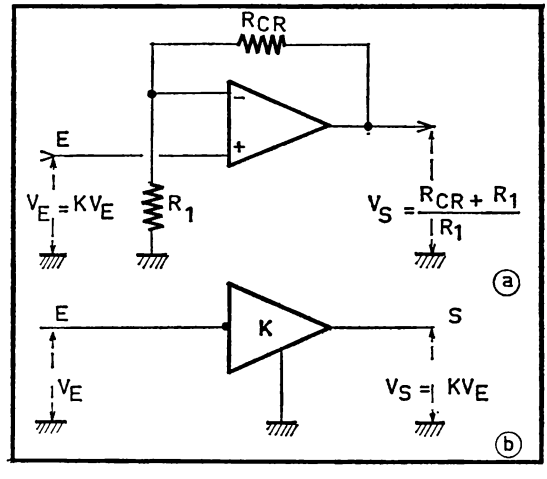


Fig. 9-27. — Un montage non-inverseur peut très bien être considéré comme une alimentation contrôlée.

est donnée par l'équation :

$$V_S = \frac{R_{CR} + R_1}{R_1} V_E \quad (1)$$

d'où sa fonction de transfert :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{R_{CR} + R_1}{R_1} = k \quad (2)$$

Puisque la tension de sortie est proportionnelle et de même signe que la tension d'entrée nous pouvons considérer ce montage comme une source d'alimentation à faible résistance interne dont la tension de sortie est commandée par celle d'entrée. Nous nous souvenons également que l'impédance d'entrée de ce montage est très grande.

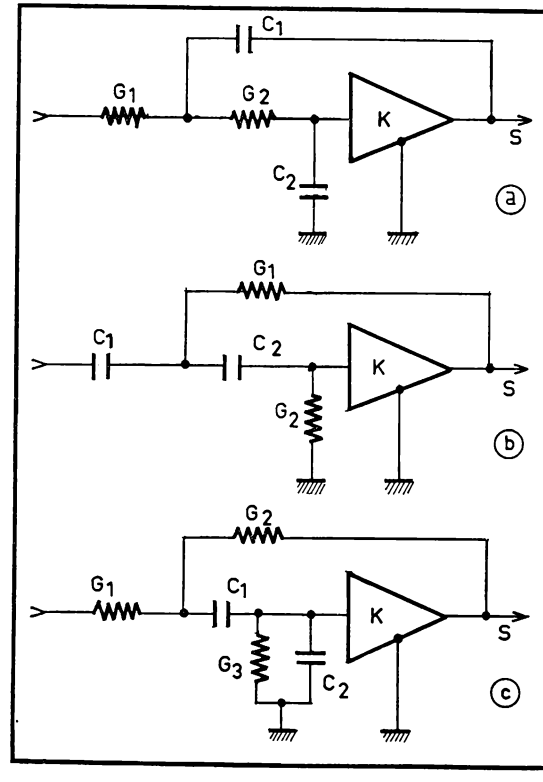


Fig. 9-28. — Le montage à alimentation contrôlée se prête bien à la réalisation du passe-bas (a), du passe-haut (b) et du passe-bande (c).

Si nous associons cette alimentation à un réseau passif RC nous obtenons un nouveau type de filtre actif dont, sans entrer dans les détails des calculs de son établissement, nous donnons à la figure 9-28 la version passe-bas en (*a*), passe-haut en (*b*) et passe-bande en (*c*).

Une étude plus approfondie ferait apparaître que dans ce montage, le gain k de l'alimentation régulée apparaît au dénominateur de la fonction de transfert, et que de ce fait, la fréquence d'accord varie avec k. Pour remédier à cet inconvénient, on peut passer du schéma classique de la figure 9-28, dans lequel le signal de réaction est prélevé à la sortie de l'amplificateur, au montage 9-29 dont la rétroaction est raccordée au point de sommation Σ des résistances R_1 et R_{CR}, qui définissent le gain k. Ce principe est également applicable au passe-haut (fig. 9-29 *c*), et au passe-bande non représenté sur cette figure.

Nous sommes maintenant en mesure d'énumérer les avantages et inconvénients de ce montage.

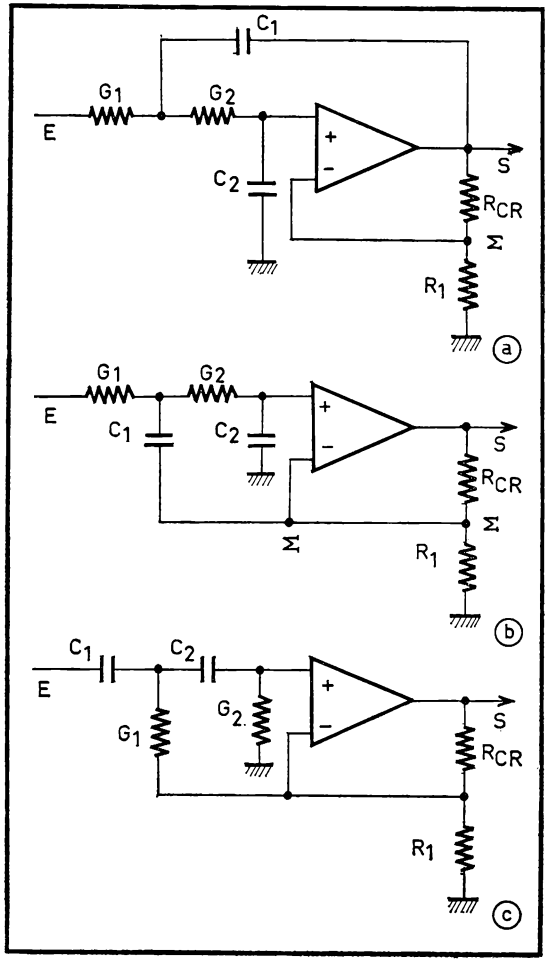


Fig. 9-29. — Afin d'éviter l'influence du gain de l'amplificateur sur la fréquence d'accord du filtre il est préférable de prélever le signal de rétroaction au point de sommation Σ de l'amplificateur. (a) **Passe-bas,** (b) **passe-haut,** (d) **passe-bande.**

Avantages : basse impédance de sortie et haute impédance d'entrée indépendance du gain k — qui ne dépend que de R_1 et R_{CR} — vis-à-vis des éléments du réseau passif, ce qui permet de faire varier

f_0 de façon continue en agissant par exemple sur G_1 et G_2 *sans modifier le gain passe-bande,* ce qui n'est pas possible dans les montages à gain infini.

Inconvénient : Les variations du gain de l'amplificateur opérationnel se répercutent sur la fréquence d'accord du filtre. Inconvénient qui peut être notablement minimisé par l'artifice décrit plus haut.

CONVERTISSEURS A IMMITTANCE NEGATIVE (NIC : NEGATIVE IMMITTANCE CONVERTER) ET CONVERTISSEURS INVERSEURS A IMMITTANCE NEGATIVE (INIC).

En examinant le schéma de la figure 9-30 *a,* nous nous attendons, si un courant i_1 entre en 1, à ce que le courant i_2 qui sort en 2 soit de même sens que i_1. Or, si le circuit matérialisé par le rectangle K

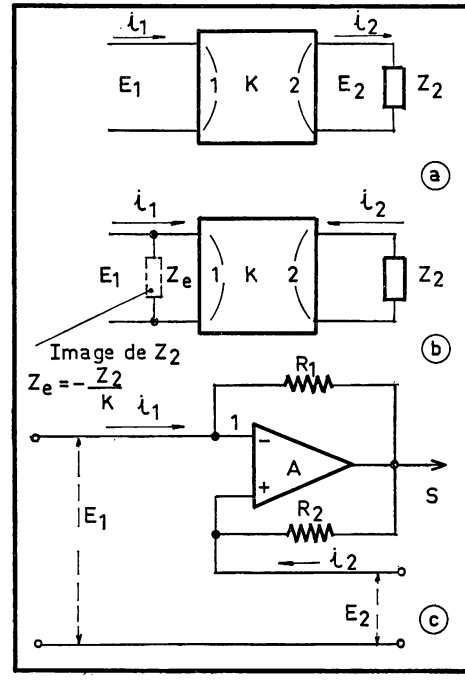


Fig. 9-30. — Avec un INIC on fait apparaître à l'entrée l'image inversée de l'impédance branchée en sortie (a et b). En (c) schéma de principe du montage utilisé pour la réalisation de l'INIC.

comporte un élément capable d'inverser le sens du courant de sortie, nous nous trouverons dans une situation telle que *l'impédance de charge Z se comportera vue de l'entrée, comme une impédance négative* (fig. 9-30 *b*). Le circuit K peut donc être nommé circuit inverseur de courant et à immittance négative (INIC) ; les équations qui régissent ses différents paramètres sont :

$$E_1 = E_2$$

$i_1 = K.i_2$ (K étant le « gain » de l'INIC)

$$Z_e = \frac{E_1}{i_2} = -\frac{Z_2}{k}$$

Z_e étant l'impédance vue de l'entrée et Z_2 l'impédance de charge en sortie.

$$Z_s = -k.Z_1, \quad (2)$$

Z_s étant l'impédance vue de la sortie pour une impédance de source Z_1 placée à l'entrée.

Il est diverses méthodes d'utilisation des NIC ou des INIC dans les filtres actifs. Nous nous limiterons à la plus classique représentée à la figure 9-31.

Les paramètres « y » du montage en cascade du réseau et de l'INIC peuvent être écrits comme suit :

$$\begin{array}{|ll|ll|} \hline y_{11} = y_{11b} & & y_{12} = y_{12b} \\ y_{21} = -k\, y_{12b} & & y_{22} = -k\, y_{22b} \\ \hline \end{array} \quad (1)$$

Les paramètres y_{11b}, y_{12c}, y_{21b} et y_{22b} étant ceux propres au réseau passif B lui-même et k le gain de l'INIC.

Lorsque le réseau A est connecté en parallèle sur cet ensemble ses propres paramètres « y » s'additionnent à ceux définis plus haut et on a alors pour l'ensemble :

$$\begin{array}{|ll|ll|} \hline y_{11} = y_{11a} + y_{11b} & & y_{12} = y_{11a} + y_{12b} \\ y_{21} = y_{12a} - k\, y_{12b} & & y_{22} = y_{22a} - k\, y_{22b} \\ \hline \end{array} \quad (2)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un quadripôle est :

$$\boxed{\frac{V_S}{V_E} = -\frac{y_{21}}{y_{22}}} \quad (3)$$

Nous déduisons la fonction de transfert de l'ensemble :

$$\boxed{\frac{V_S}{V_E} = -\frac{y_{12a} + k\, y_{12b}}{y_{22a} - k\, y_{22b}}} \quad (4)$$

L'un des schémas les plus usités pour l'obtention d'un filtre actif passe-bas au moyen d'un INIC est reproduit à la figure 9-31 pour lequel les paramètres « y » sont les suivants :

$$\begin{array}{|l|} \hline y_{12a} = -G_3 \\ y_{22a} = p\, C_2 + C_3 \\ \hline \end{array} \quad (5)$$

pour le réseau correspondant au A de la figure 9-31 et pour le réseau B :

$$y_{12b} = -\frac{p\ C_1 . G_1}{p\ C_1 + G_1} \quad (6)$$

équivalent de C_1 et G_1 en série et

$$y_{22b} = \frac{p\ C_1\ (G_1 + G_2) + G_1 . G_2}{p\ C_1 + G_1} \quad (7)$$

La fonction de transfert de l'ensemble est de la forme

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{H}{p^2 + ap + 1} \quad (8)$$

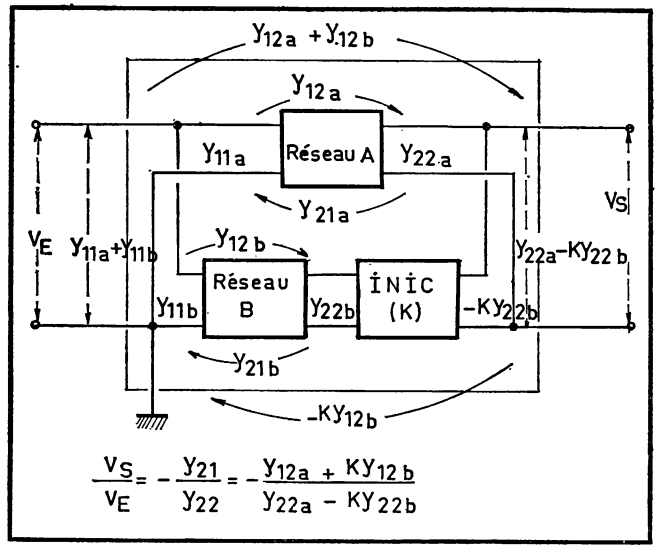


Fig. 9-31. — Schéma de principe d'un filtre à INIC.

En remplaçant les valeurs de y_{12a}, ky_{12b}, y_{22a} et y_{22b} de l'équation (4) par celles trouvées dans les équations (5, 6 et 7) nous trouvons l'expression de cette fonction de transfert en fonction des valeurs des éléments G_1, G_2, valeurs égales à G_3 et à $k\ G_1$:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{p\ C_1\ (G_3 - k\ G_1) + G_1\ G_3}{p^2\ C_1\ C_2 + P\ [C_2 G_1 - k\ C_1\ G_2 + C_1\ (G_3 - k\ G_1)] + G_1\ (G_3 - k\ G_2)} \quad (9)$$

Equation qui se simplifie de la manière suivante si l'on donne des valeurs égales à G_3 et à $k\ G_1$:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{G_1 G_3}{p^2 C_1 C_2 + P [C_2 G_1 - k G_1 G_2) + G_1 (G_3 - k G_2)} \quad (10)$$

En comparant cette équation avec la relation (8) nous constatons que le coefficient H, qui détermine le gain passe-bande est positif, le réseau n'inverse donc pas le signal.

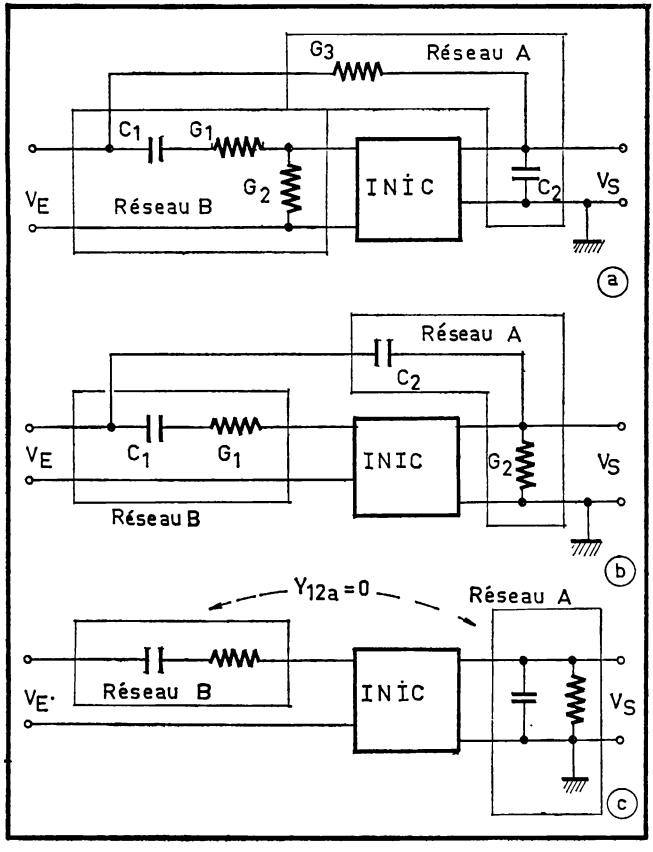


Fig. 9-32. — Les trois schémas fondamentaux de filtres à INIC (a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande.

Toujours selon les règles de la transposition définies précédemment on passe aisément du montage passe-bas au passe-haut ou au passe-bande (fig. 9-32).

Pour et contre :

Le faible nombre des éléments passifs nécessaires à la réalisation d'un filtre (en particulier passe-bande) ainsi que la facilité de réglage de la fréquence f_0 sont les principaux avantages des montages à INIC.

Au passif de ce circuit il faut porter le fait que, l'impédance de sortie ne pouvant être considérée comme nulle, il est nécessaire, si l'on

désire monter plusieurs étages en cascade, de les isoler les uns des autres au moyen d'étages tampons. D'autre part, rappelons-nous que l'on trouve le coefficient k qui définit le gain de l'INIC dans l'expression de la fonction de transfert, ce qui signifie que la fréquence d'accord du

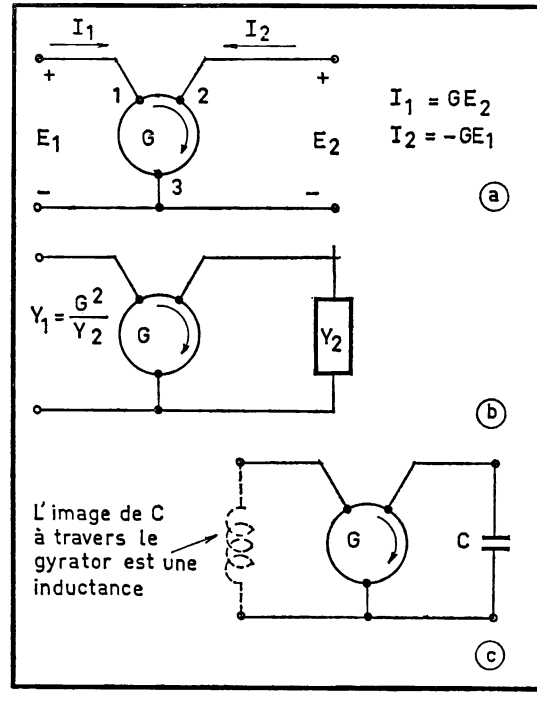


Fig. 9-33. — Le gyrator est un montage qui permet de simuler une inductance à partir d'une capacité.

filtre n'est pas indépendante des caractéristiques propres à l'amplificateur opérationnel employé et de leurs variations en fonction des différents facteurs extérieurs (température, tension d'alimentation, etc.).

LES GYRATORS.

Un gyrator est un dispositif réversible, ayant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie, défini par les relations :

$$\text{et} \qquad \boxed{\begin{aligned} I_1 &= G\,E_2 \\ I_2 &= -\,G\,E_1 \end{aligned}} \quad (1)$$

G étant une constante nommée *conductance de gyration,* laquelle est représentée par la flèche de la figure 9-33 *a* dont le sens indique que la gyration de la borne 1 à la borne 2, si la borne 3 est commune, est la même que celle qui se produirait entre 2 et 3 avec 1 commune, ou entre 3 et 1 avec 2 commune.

Tableau I

TABLEAU COMPARATIF DES DIFFÉRENTS MODES DE RÉALISATION DES FILTRES ACTIFS

Propriétés	Technique de Réalisation			
	Rétroaction simple et gain infini	Rétroaction multiple et gain infini	Alimentation régulée	Convertisseur à immitance négative (NIC ou INIC)
Nombre minimum des éléments du réseau	—	+	+	+
Facilité de réglage des caractéristiques ..	—	0	0	+
Stabilité des caractéristiques ..	+	+	—	—
Faible impédance de sortie	+	+	+	—
Existence d'une entrée qui permet de faire une somme	+	—	—	—
Gain relativement élevé disponible .	+	—	+	+
Faible étendue des valeurs des éléments	+	—	+	+
Réalisations à Q élevé possibles .	+	—	+	+

+ : **Bon, recommandé.**
0 : **Moyen, acceptable.**
— : **Mauvais, déconseillé.**

D'après les équations (1), nous sommes en mesure de définir les paramètres d'un gyrator :

$$\begin{array}{ll} y_{11} = 0 & y_{12} = G \\ y_{22} = 0 & y_{21} = -G \end{array} \qquad (2)$$

Réunissons les bornes de sortie d'un gyrator à une admittance Y_2 (fig. 9-33 *b*), l'expression de l'admittance d'entrée Y_1, sera :

$$Y_1 = y_{11} - \frac{y_{12}\, y_{21}}{y_{22} + Y_2} \qquad (3)$$

Si nous remplaçons les paramètres y_{11}, y_{12}, y_{22} et y_{21} de cette expression par leur valeur définie en (2), il vient :

$$Y_1 = \frac{G^2}{Y_2} \quad (4)$$

Si l'admittance Y_2 est une capacité, nous constatons que Y_1 se comporte en tous points comme une inductance (fig. 9-33 *c*). C'est là la principale propriété de ce dispositif qui, ayant la faculté de transformer les capacités en inductances, permet de réaliser avec seulement des capacités et des résistances des circuits comportant normalement des résistances, des capacités et des inductances. De plus, si nous sommes en mesure de donner à G une très faible valeur, nous pourrons simuler avec un gyrator et de faibles capacités des inductances de valeur élevée.

D'autre part, on démontre aisément que le gyrator a pour autre propriété de ne consommer ni de n'apporter aucune puissance au réseau dans lequel il est introduit, si bien qu'il se comporte dans les réseaux passifs comme un composant sans perte.

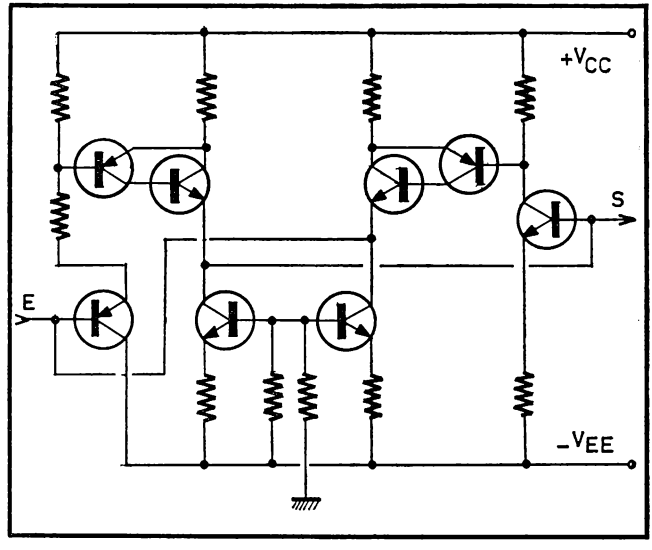


Fig. 9-34. — Schéma de principe du circuit intégré CX 69 10 K (Cermex) remplissant la fonction de gyrator.

Il est de nombreuses manières de réaliser des gyrators, en particulier il a été commercialisé sous forme de circuits intégrés, tels les CX 69 2K et CX 69 10K (Cermex) (fig. 9-34). Cependant cette fonction peut être obtenue par une association judicieuse d'amplificateurs opérationnels montés en INIC avec un gain de 1 (fig. 9-35) dans laquelle les conductances G déterminent la constante de gyration.

Nous reproduisons à la figure 9-36 le schéma d'un filtre passe-bas mettant en œuvre des gyrators (*a*) et en (*b*) l'équivalent passif du montage réalisé. A cause de la complexité actuelle des réalisations, le gyrator, qui n'apporte d'autre gain que celui d'un circuit passif R.L.C. et dont l'impédance de sortie ne peut, comme celle des circuits à rétroaction, être considérée comme nulle, n'a pas connu jusqu'à pré-

sent un grand développement. La mise en vente de circuits gyrator intégrés qui simplifieront les montages et l'avantage qu'ils offrent de remplacer les inductances, d'une réalisation délicate, encombrantes et dont les pertes sont souvent importantes, par des condensateurs,

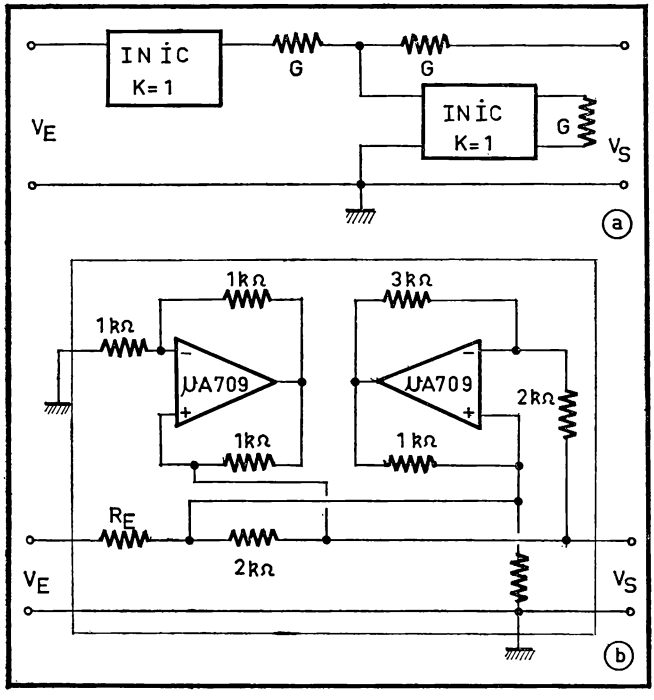


Fig. 9-35 (ci-contre). — Un gyrator peut être réalisé au moyen de deux INIC ; (a) schéma de principe, (b) montage pratique.

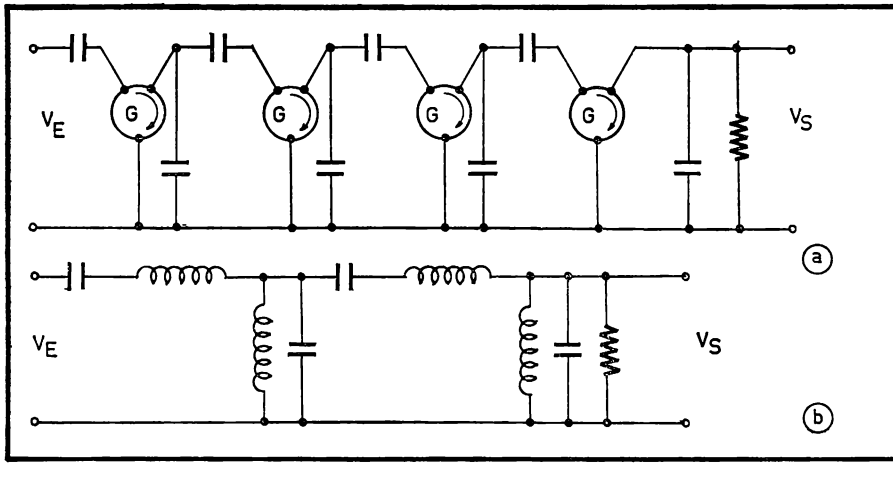


Fig. 9-36 (ci-dessous). — Le réseau LC (b) peut être simulé au moyen de condensateurs de résistances et de gyrators (a).

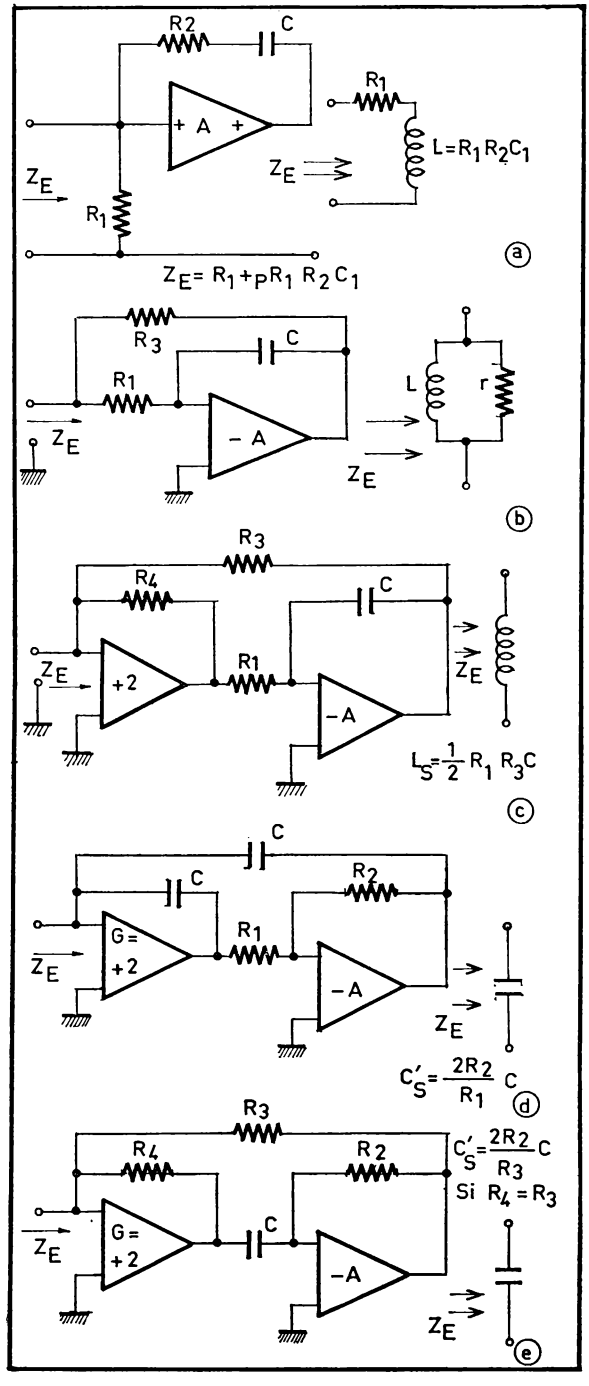


Fig. 9-37. — Autres montages pour la simulation d'inductances. Les montages simples (a et b) ne permettent pas l'obtention d'une inductance simulée pure. L'adjonction d'un second amplificateur en introduisant une résistance négative permet d'obvier cet inconvénient (c). Le même montage peut également servir de multiplicateur de capacité (d et e) En rendant R_2 variable on réalise un condensateur variable de forte capacité.

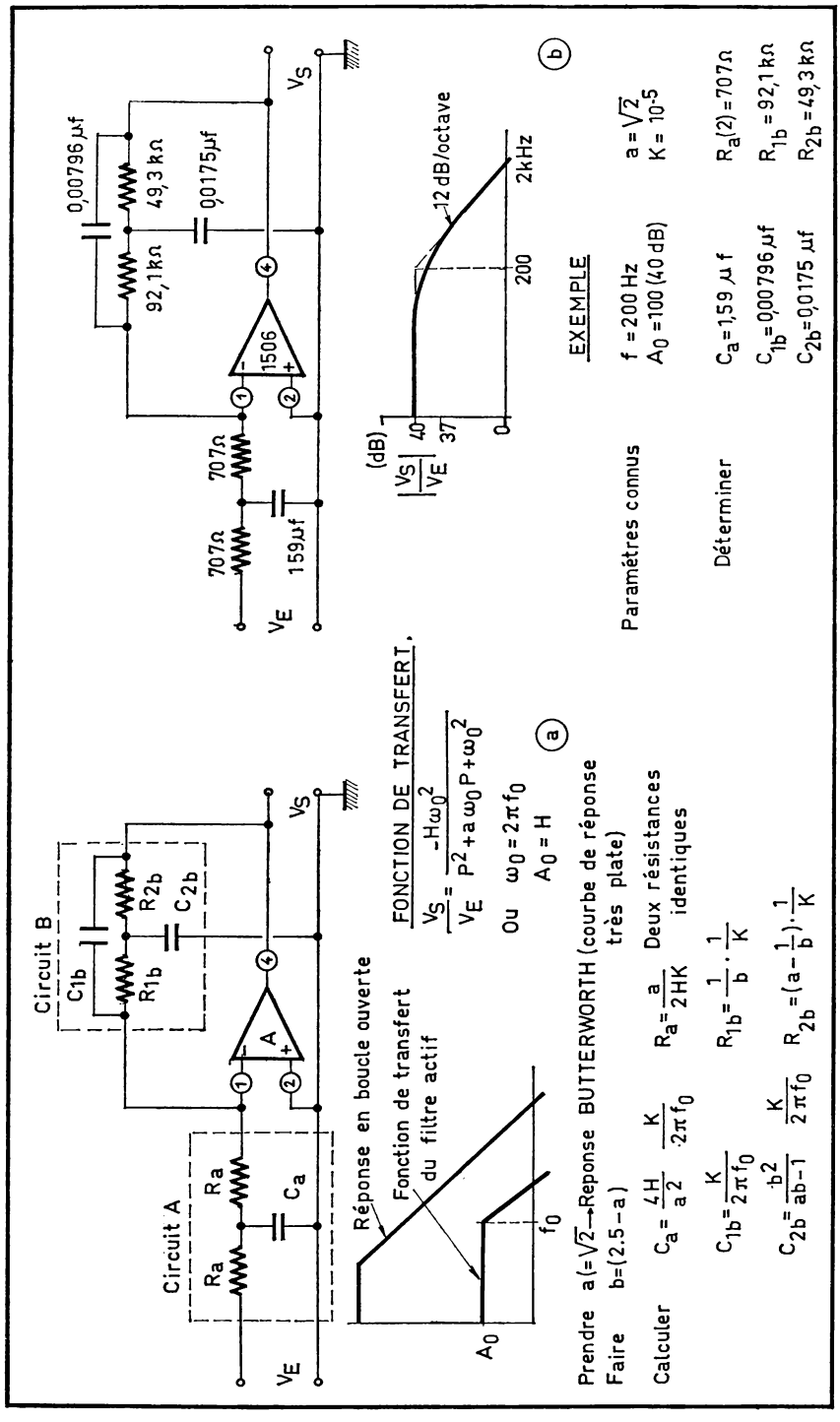


Fig. 9-38. — Mode d'établissement (a) et schémas pratique (b) d'un filtre à contreréaction monoboucle passe-bas. (Ce montage, ainsi que ceux des figures 9-39 à 9-45 sont extraits d'un document Burr Brown).

composants beaucoup plus proches de la perfection, leur ouvre cependant des perspectives intéressantes pour certaines applications.

AUTRES MOYENS DE SIMULATION D'INDUCTANCE.

Le gyrator n'est pas le seul dispositif capable de simuler une inductance à partir d'une capacité. Nous reproduisons à la figure 9-37 d'autres schémas ayant la même propriété. Un développement mathématique complet de leur fonctionnement alourdirait considérablement cette étude, nous prions donc le lecteur soucieux d'approfondir ce sujet, de se reporter aux études citées en bibliographie. Nous attirons particulièrement l'attention du lecteur sur le montage (*c*) qui peut, moyennant une légère modification, être utilisé pour simuler des capacités de forte valeur à partir de valeur plus faible (*d*) et (*e*). Par exemple dans le montage (*e*) si l'on fait C = 0,1 μF, R_2 = 100 kΩ, et R_3 = 100 Ω, on obtient l'équivalent d'un condensateur de 200 μF ! De plus, en remplaçant R_2 par une résistance variable, on obtient l'équivalent d'un condensateur variable de forte capacité.

Détermination pratique des éléments d'un filtre actif.

Toutes les belles considérations théoriques qui précèdent, si elles ont permis au lecteur de comprendre le fonctionnement intime du filtre, n'ont pas répondu à son désir de savoir par quels moyens pratiques il pourra déterminer les valeurs à donner aux éléments passifs qui le composent pour obtenir la courbe de réponse recherchée. Pour répondre à cette question, il nous faudrait encore couvrir quelques pages de développement mathématique conduisant à des calculs fort complexes qui, à l'heure actuelle, sont effectués à l'aide de calculateurs analogiques ou numériques. Il nous paraît beaucoup plus simple de le faire bénéficier sans la moindre vergogne, de l'expérience des autres, à l'aide d'exemples précis mis au point par des laboratoires disposant du personnel et du matériel de calcul nécessaires. On trouvera à la figure 9-38 *a* le schéma théorique, accompagné de la caractéristique de transfert et des indications de calcul pour un filtre actif à rétroaction monoboucle donnant une réponse passe-bas du second ordre. Nous expliquons ci-après la marche à suivre pour ce premier circuit, ce qui permettra de comprendre la suite des opérations à effectuer pour tous les autres exemples reproduits aux pages suivantes, et qui sont extraits du « Hand Book of Operational Amplifier Active RC Network », publié par Burr Brown.

La caractéristique de transfert de notre filtre est donnée par la formule :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{-H\,\omega_0^2}{p^2 + a\,\omega_0 p + \omega_0^2}$$

dans laquelle $\omega_0 = 2\pi f_0$ est la pulsation de la fréquence de coupure f_0 et $H = |A_0|$ est le gain dans la partie passante du filtre, a est un coefficient qui détermine le type de réponse. Pour une réponse du genre Butterworth, nous prendrons $a = \sqrt{2} = 1{,}414$. Pour un autre type de réponse, nous aurions choisi le coefficient correspondant dans les tables données en annexe.

Pour le coefficient b, qui affecte les éléments de la boucle de contre-réaction β, le calcul a donné : $b = 2{,}5 - a$. Nous rencontrons un coefficient K dans les relations qui permettent le calcul des différents composants. Ce coefficient, dit « impédance de normalisation constante » définit l'impédance de la boucle. Il est déterminé par les caractéristiques propres de l'amplificateur, en particulier son impédance différentielle d'entrée et sa résistance équivalente de bruit. Dans l'exemple pratique qui va suivre, on trouvera $K = 10^{-5}$. Comme ce coefficient se trouve au *dénominateur* des fractions qui donnent les valeurs des résistances R_{1b} et R_{2b} de la boucle de contreréaction, l'ordre de grandeur de ces résistances se situera aux environs de $1/K = 10^5 = 100$ kΩ.

A l'aide de ces précieuses indications, reprenons le calcul du filtre de la figure 9-38 *b* dont nous nous sommes donné les caractéristiques ci-après :

— fréquence de coupure $f_0 = 200$ Hz ;

— gain dans la bande passante $|A_0| = 100$ (40 dB) ;

— réponse de Butterworth $\rightarrow a = \sqrt{2} = 1{,}414$;

— impédance de normalisation : constante $K = 10^{-5}$.

D'après les indications qui précèdent, nous calculons $b = 2{,}5 - 1{,}414 = 1{,}086$. Nous sommes maintenant en mesure de calculer :

$$C_a = \frac{4H}{a^2} \cdot \frac{K}{\omega_0} = \frac{4 \cdot 100}{2} \cdot \frac{10^{-5}}{2\pi \cdot 200} = 1{,}59\ \mu F.$$

$$C_{1b} = \frac{K}{\omega_0} = \frac{10^{-5}}{2\pi \cdot 200} = 0{,}0079\ \mu F = 7{,}96\ nF.$$

$$C_{2b} = \frac{b^2}{ab - 1} \frac{K}{\omega_0} = \frac{1{,}086^2}{1{,}414 \times 1{,}086} \times \frac{10^{-5}}{2 \times 200} = 0{,}0175\ \mu F.$$

$$= 17{,}5\ nF.$$

$$R_a = \frac{a}{2HK} = \frac{1{,}414}{2 \cdot 10^{-3}} = 707\ \Omega.$$

$$R_{1b} = \frac{1}{b} \frac{1}{K} = \frac{1}{1{,}086 \cdot 10^{-5}} = \frac{10^5}{1{,}086} = 92{,}1\ k\Omega.$$

$$R_{2b} = \left(a - \frac{1}{b}\right) \frac{1}{k} = 10^{-5}\ \left(1{,}414 - \frac{1}{1{,}086}\right) = 49{,}3\ k\Omega.$$

Nous pensons que cet exemple permettra au lecteur d'effectuer de lui-même les calculs nécessaires à l'établissement des autres types de filtres reproduits dans les pages qui suivent (fig. 9-39 à 9-45).

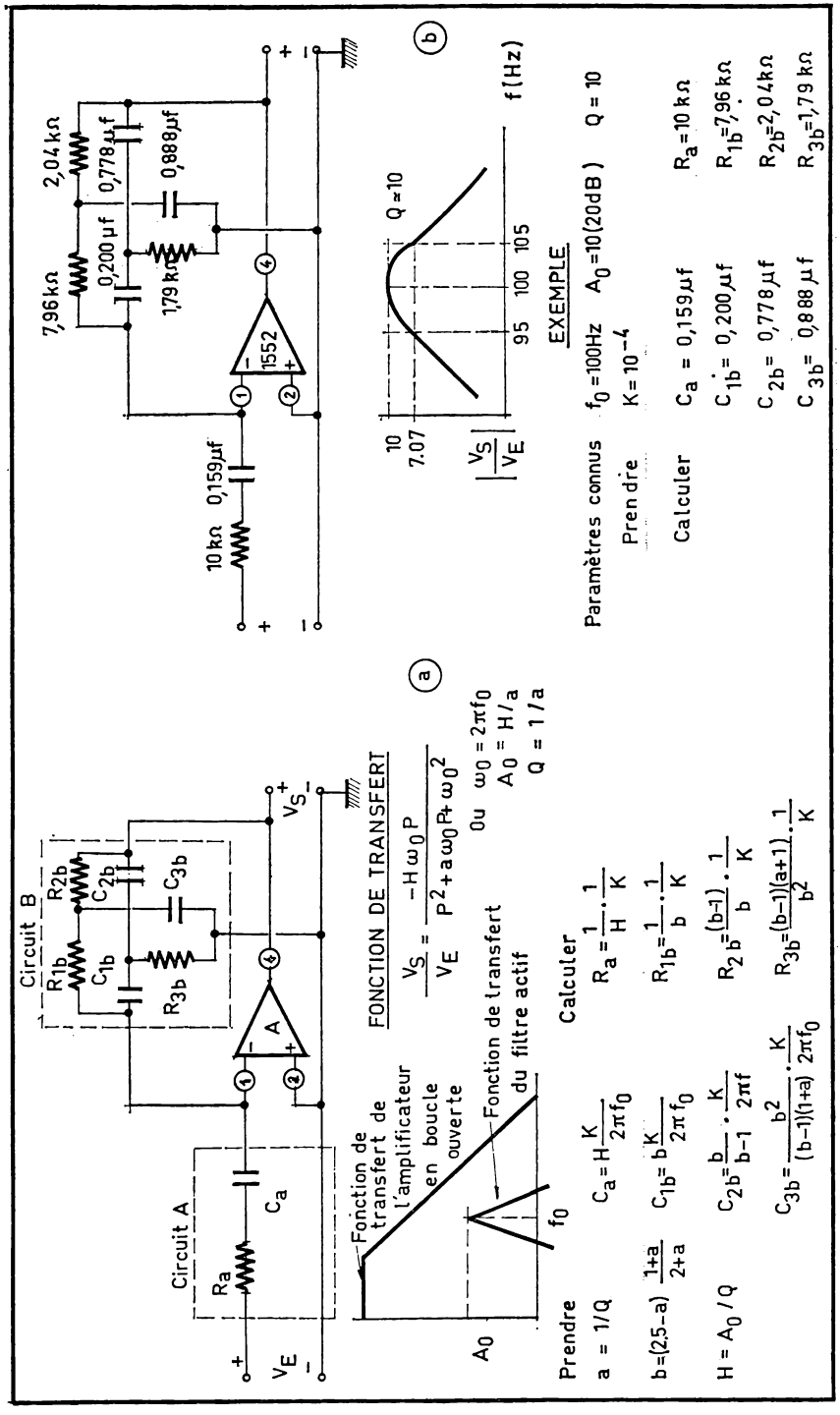


Fig. 9-39. — Filtre monoboucle passe-bande.

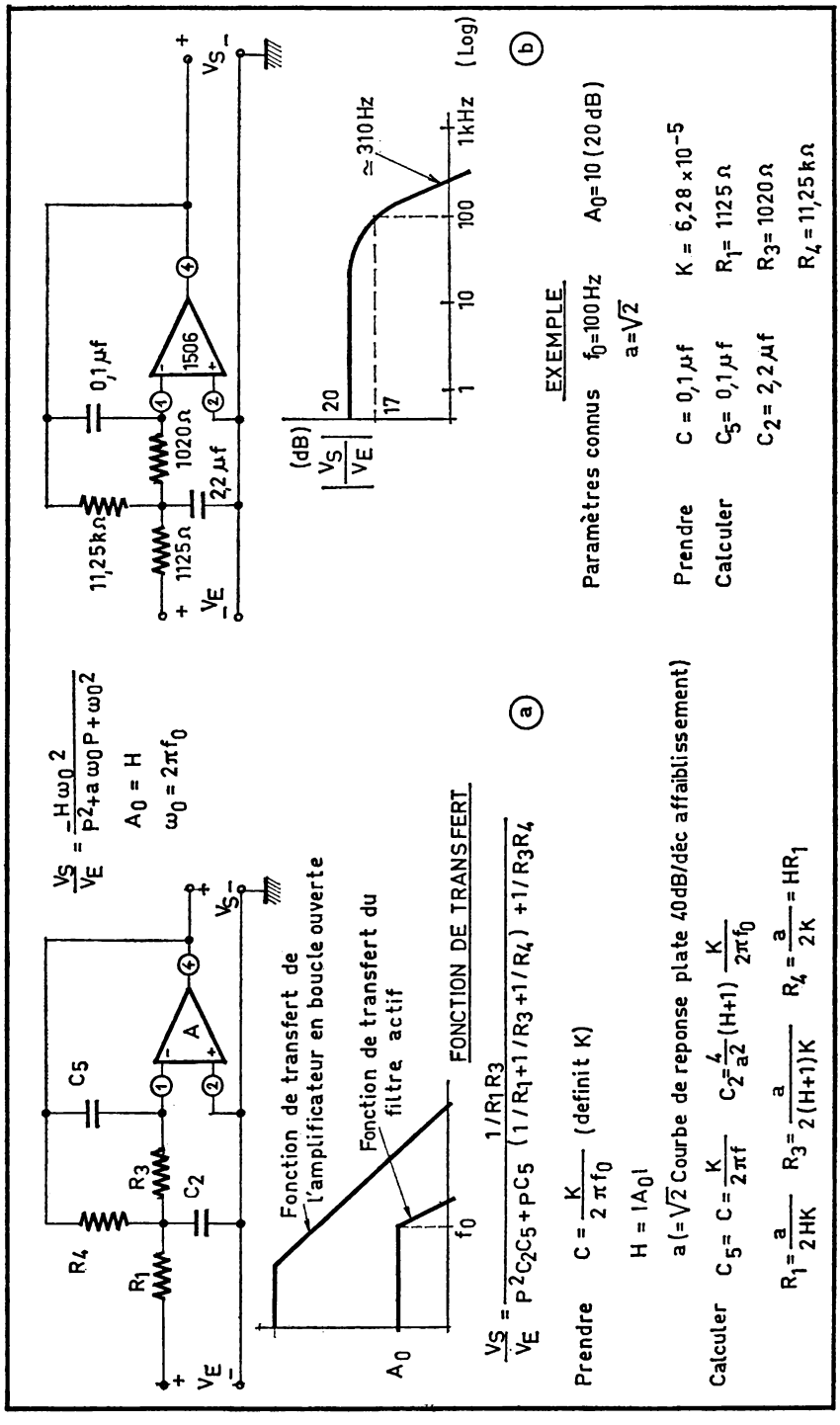


Fig. 9-40. — Montage à boucle mutiple passe-bas (a) schéma de principe (b) réalisation pratique.

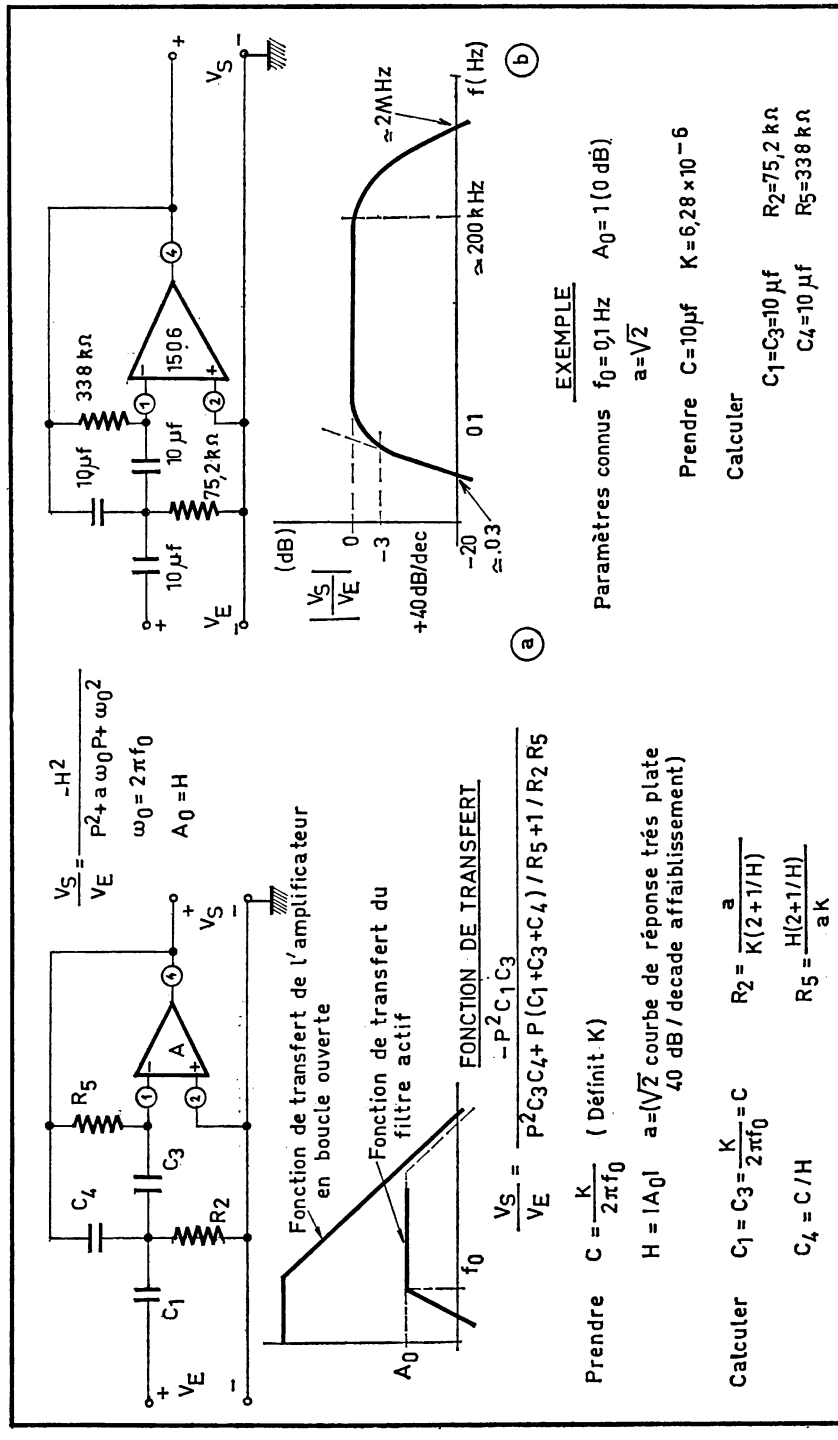


Fig. 9-41. — Passe-bande à boucle multiple.

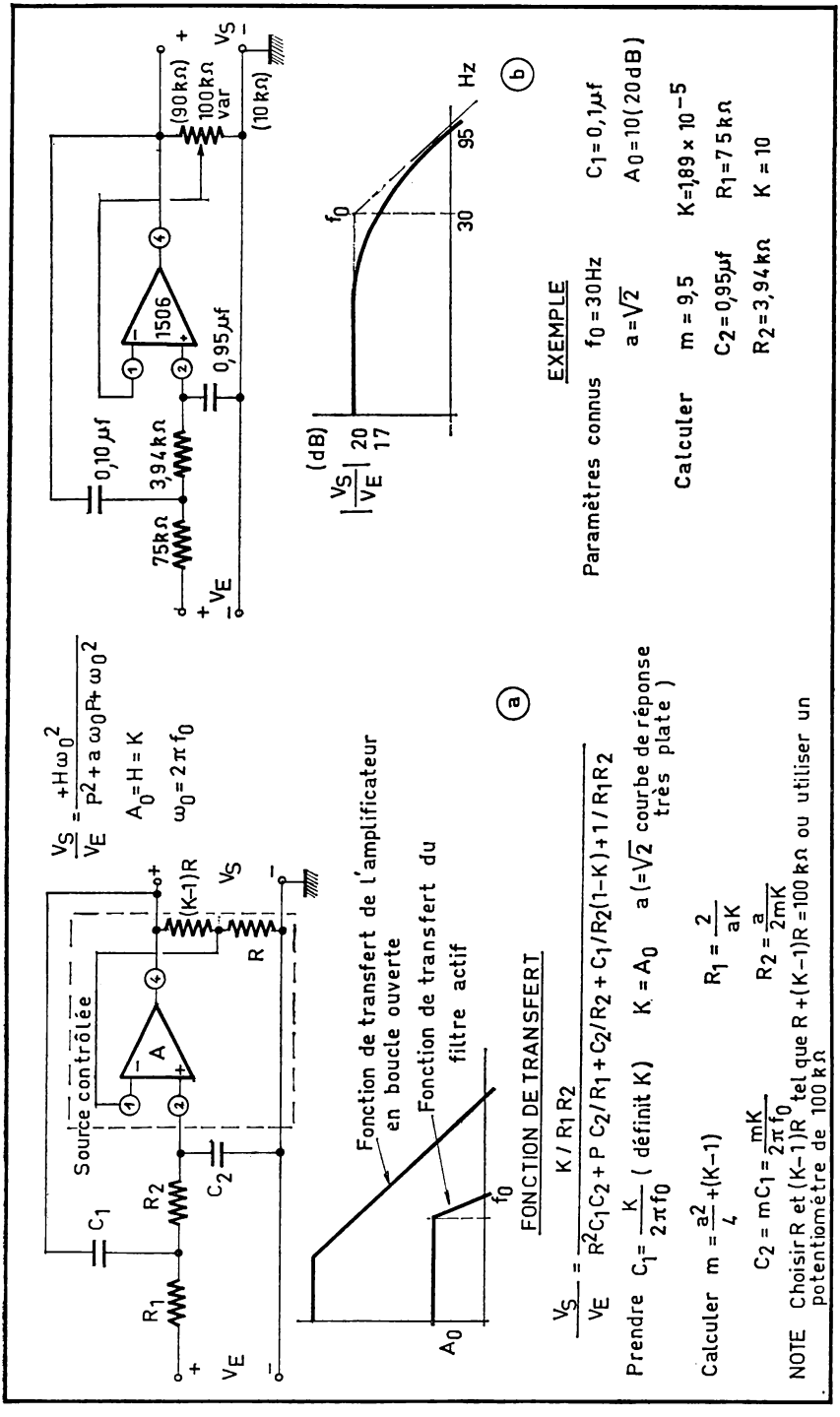
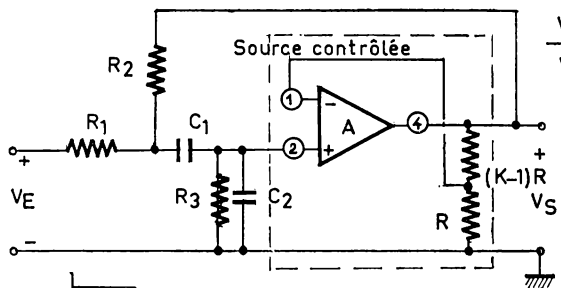


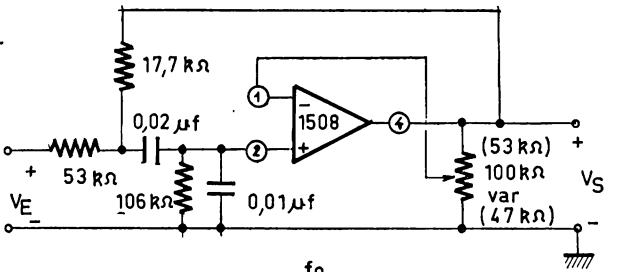
Fig. 9-42. — Montage à source contrôlée passe-bas.

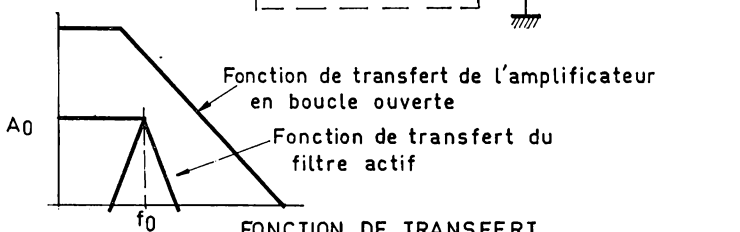


$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{+H\omega_0 P}{P^2 + a\omega_0 P + \omega_0^2}$$

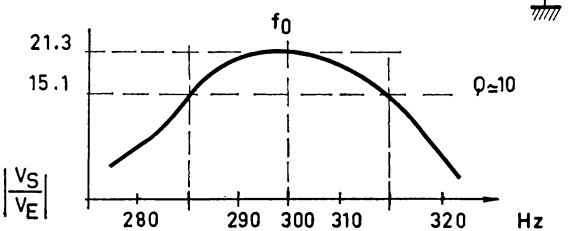
$A_0 = H/a$ $\quad H = K$

$Q = 1/a$ $\quad \omega_0 = 2\pi f_0$





(a)



(b)

FONCTION DE TRANSFERT

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{K\,\frac{C_1}{R_1}}{P^2 + C_1 C_2 + P\left[\frac{C_1}{R_3} + \frac{C_1 + C_2}{R_1} + \frac{C_2}{R_2} + \frac{C_1}{R_2}(1-K)\right] + \frac{1}{R_3}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}\right)}$$

Prendre

$C_1 = \frac{K}{2\pi f_0}$ (définit K)

Calculer

$C_2 = \frac{1}{2} C_1 = \frac{K}{4\pi f_0}$ $\quad R_1 = \frac{2}{K}$ $\quad R_2 = \frac{2}{3K} = \frac{R_1}{3}$

$R_3 = \frac{4}{K} = 2R_1$ $\quad K = \frac{1}{3}\left(6{,}5 - \frac{1}{Q}\right)$

NOTE Prendre R et (K–1)R tel que R + (K–1) R = 100 kΩ ou utiliser un potentiomètre de 100 kΩ

EXEMPLE

Paramètres connus $f_0 = 300$ Hz $\quad Q = 10$

$C_1 = 0{,}02\ \mu f$

Calculer $K = 2{,}133$ $\quad K = 37{,}8 \times 10^{-6}$

$A_0 = 21{,}33$ (26 6 dB) $\quad C_1 = 0{,}02\ \mu f$

$R_1 = 53\ k\Omega$ $\quad C_2 = 0{,}01\ \mu f$

$R_2 = 17{,}7\ k\Omega$ $\quad R_3 = 106\ k\Omega$

Fig. 9-43. — Passe-bande à source contrôlée.

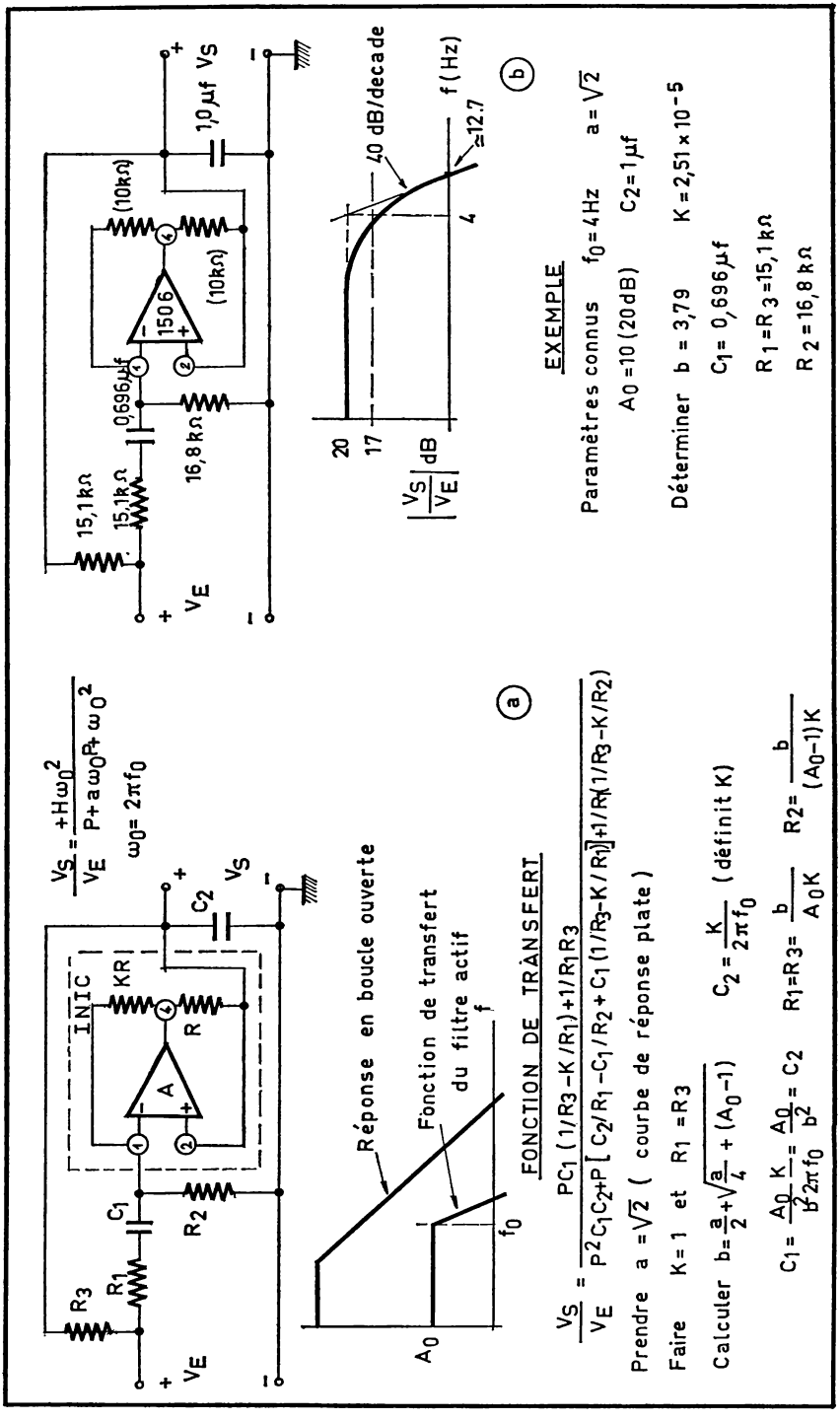


Fig. 9-44. — INIC passe-bas.

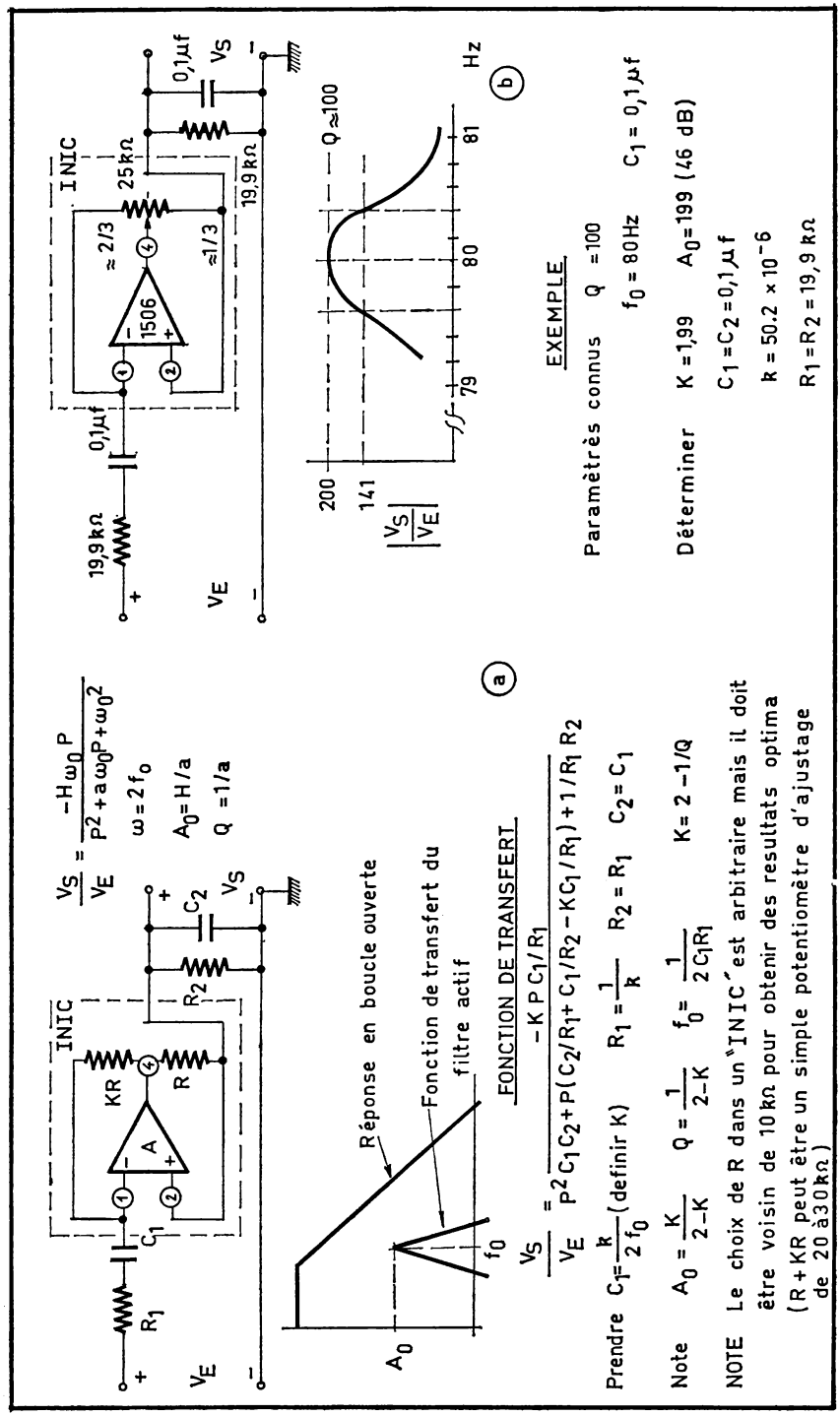


Fig. 9-45. — INIC passe-bande.

Etablir la configuration d'un filtre d'ordre élevé (supérieur à 3 ou à 4, selon le type de montage retenu) devient extrêmement complexe. Aussi est-il plus pratique de monter en cascade des filtres d'ordre plus faible d'un établissement plus aisé ; par exemple un filtre d'ordre 5 sera plus facilement conçu en montant en cascade un filtre d'ordre 2 et un d'ordre 3.

C'est à l'aide d'un calculateur numérique que le Service d'Etudes et de Fabrications Industrielles de l'Ecole Breguet à Paris a calculé les coefficients des éléments passifs (résistances et condensateurs) des filtres à rétroactions multiples dont la figure 9-46 donne les schémas de principe pour les ordres 2 à 7. Ces coefficients ont été établis pour les réponses de Butterworth et de Tchébitchef avec différentes valeurs d'ondulation tolérée. Résumons succinctement le mode d'emploi de ces coefficients reproduits dans les tableaux II à VII :

La fréquence de coupure du filtre étant liée à la constante de temps des éléments passifs par la relation

$$\omega_0 = \frac{1}{R_0\ C_0}$$

dans laquelle $\omega_0 = 2\pi f_0$ est la pulsation de la fréquence de coupure. Partant de cette valeur et d'une valeur de R_0 que l'on se donnera en fonction des caractéristiques d'entrée de l'amplificateur opérationnel utilisé on peut calculer la valeur correspondante de C_0. C'est en multipliant cette valeur de C_0 par les coefficients correspondant à l'ordre du filtre désiré que nous obtiendrons les valeurs des condensateurs C et C' des différentes sections du filtre.

Pour nous « faire la main » calculons ensemble un filtre d'ordre 4 de réponse type Butterworth de fréquence de coupure $f_0 = 1000$ Hz :

— 1°) Déterminer $\omega_0 = 2\pi 10^3$.

— 2°) Choisir la valeur de R_0 : 1 kΩ.

— 3°) Calculons $C_0 = \dfrac{1}{R_0\ \omega_0} = \dfrac{1}{2\pi 10^3 . 10^3} = \dfrac{10^{-6}}{2\pi}$

$= 0{,}159 . 10^{-6}$ Farad $= 0{,}159$ µF.

— 4°) Il ne reste plus qu'à multiplier cette valeur de C_0 par les coefficients donnés au tableau IV pour trouver les valeurs de C et de C' dans les deux sections du filtre. Nous trouvons :

Section 1 :	Section 2 :
$C_1 = 0{,}145$ µF	$C_2 = 0{,}0605$ µF
$C'_1 = 1{,}172$ µF	$C'_2 = 0{,}415$ µF

Le filtre ainsi calculé est reproduit à la figure 9-47 *a*.

Le tableau IV fournit également un autre renseignement : ω_m : pulsation pour laquelle on assistera à un dépassement du gain.

Ici ω_m : 0,84 ce qui signifie que la courbe de réponse du filtre passera par un maximum aux environs de $\omega_m = 0{,}84\ \omega_0 = 840$ Hz.

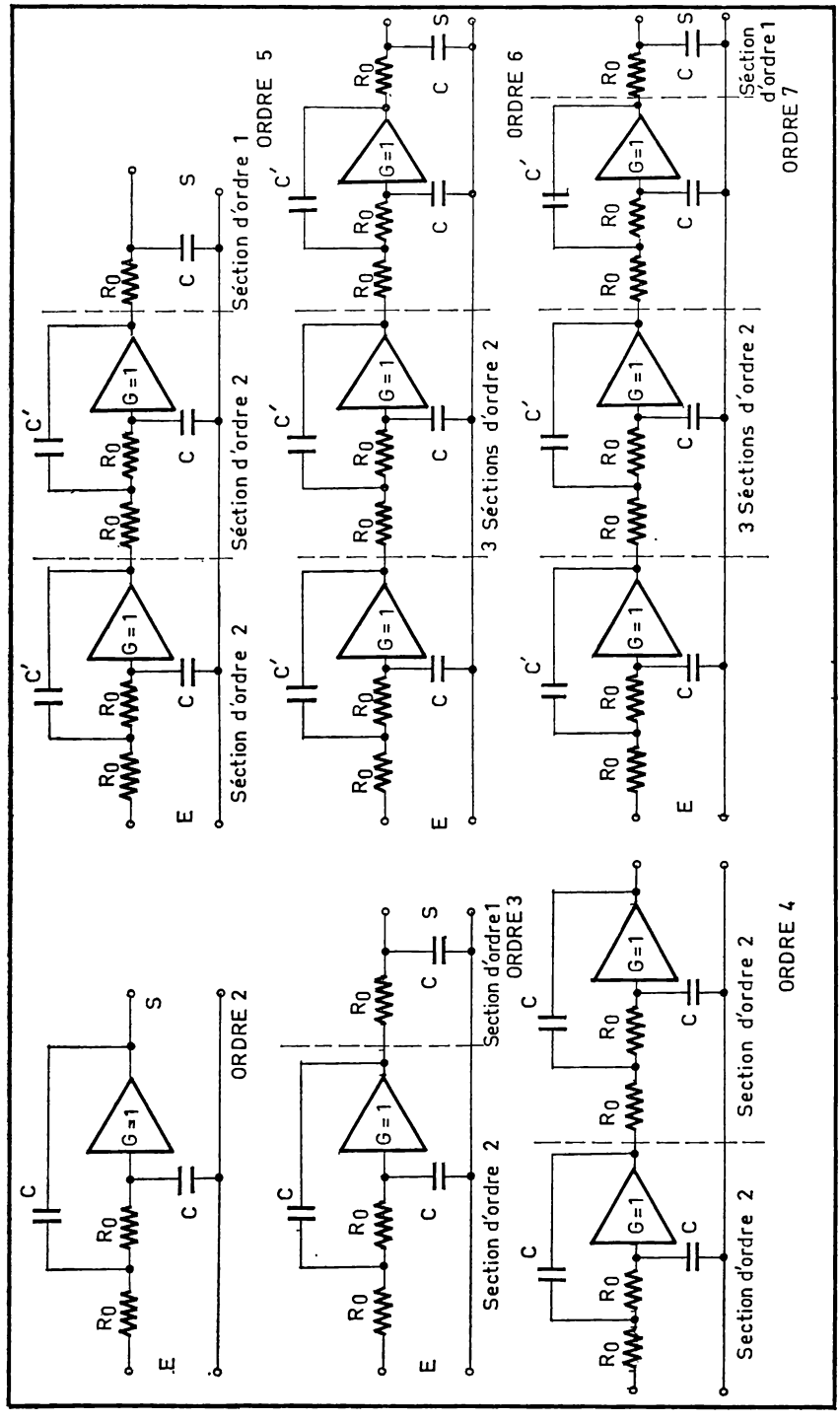


Fig. 9-46. — Les filtres (à boucles multiples) d'ordre 2 à 7 peuvent être obtenus par association de cellules d'ordres 1 et 2. Les tableaux II à VII fournissent les coefficients permettant le calcul des capacités C et C' de ces filtres.

Tableaux II à VII

FILTRES D'ORDRE 2 A 7, A RÉPONSE DE BUTTERWORTH OU DE TCHÉBITCHEF

II ORDRE 2		CIRCUIT 1			
Ondulation (dB)	Chute à 2 f_o (dB)	C	C'	Q	ω_m
0	12	0,707	1,414	0,707	—
0,1	13	0,357	0,842	0,767	0,707
1	14,5	0,497	1,82	0,956	0,707
3	17	0,455	3,10	1,30	0,707

VII ORDRE 7		CIRCUIT 1				CIRCUIT 2				CIRCUIT 3				4
Ondulation (dB)	Chute à 2 f_o (dB)	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C
0	42	0,901	1,109	0,554	—	0,623	1,603	0,802	0,472	0,222	4,493	2,246	0,951	1
0,001	54	0,896	1,469	0,639	—	0,398	2,123	1,154	0,859	0,110	5,95	3,668	1,21	1,323
0,1	62	1,028	2,945	0,85	0,315	0,311	4,256	1,84	0,801	$76,7 \cdot 10^{-3}$	11,92	6,23	1,038	2,653
1	68	0,803	5,40	1,30	0,402	0,196	7,802	3,15	0,787	$46,0 \cdot 10^{-3}$	21,86	10,89	0,994	4,864

III ORDRE 3		CIRCUIT 1				2
Ondulation (dB)	Chute à 2 f_o (dB)	C	C'	Q	ω_m	C
0	18	0,5	2	1	0,707	1
0,1	22	0,286	2,063	1,34	1,10	1,03
1	26	0,248	4,044	2,01	0,934	2,022
3	29	0,178	6,69	3,06	0,891	3,345

VI ORDRE 6		CIRCUIT 1				CIRCUIT 2				CIRCUIT 3			
Ondulation (dB)	Chute à 2 f_o (dB)	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m
0	36	0,965	1,035	0,517	—	0,707	1,414	0,707	—	0,258	3,863	1,931	0,932
0,001	43	0,905	1,142	0,538	—	0,484	1,560	0,896	0,707	0,133	4,262	2,82	1,282
0,1	52	1,625	2,336	0,60	—	0,449	3,191	1,33	0,707	0,101	8,718	4,63	1,05
1	58	1,86	4,30	0,76	0,13	0,304	5,882	2,19	0,707	$62,3 \cdot 10^{-3}$	16,07	8,00	0,991

IV ORDRE 4		CIRCUIT 1				CIRCUIT 2			
Ondulation (dB)	Chute à 2 f_o (dB)	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m
0	24	0,923	1,082	0,54	—	0,382	2,613	1,306	0,84
0,01	28	0,763	1,007	0,57	—	0,204	2,43	1,72	1,29
0,3	33	1,146	2,044	0,67	—	0,178	4,934	2,62	1,025
3	39	1,049	4,858	1,07	0,333	$94,3 \cdot 10^{-3}$	11,72	5,57	0,942

V Ordre 5		CIRCUIT 1				CIRCUIT 2				3
Ondulation (dB)	Chute à 2 f_o (dB)	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C
0	30	0,809	1,236	0,618	—	0,300	3,236	1,617	0,902	1
0,001	35	0,560	1,085	0,695	0,235	0,159	2,84	2,107	1,398	0,877
0,1	40	0,685	2,293	0,91	0,505	0,139	6,00	3,28	1,067	1,855
1	46	0,545	4,266	1,40	0,565	$90,5 \cdot 10^{-3}$	11,17	5,55	0,986	3,451

Dans ces tableaux, C, C' et ω_m sont exprimés en valeur réduite, c'est-à-dire en prenant comme unité C_o, R_o et $\omega_o = 1/(R_o C_o)$.

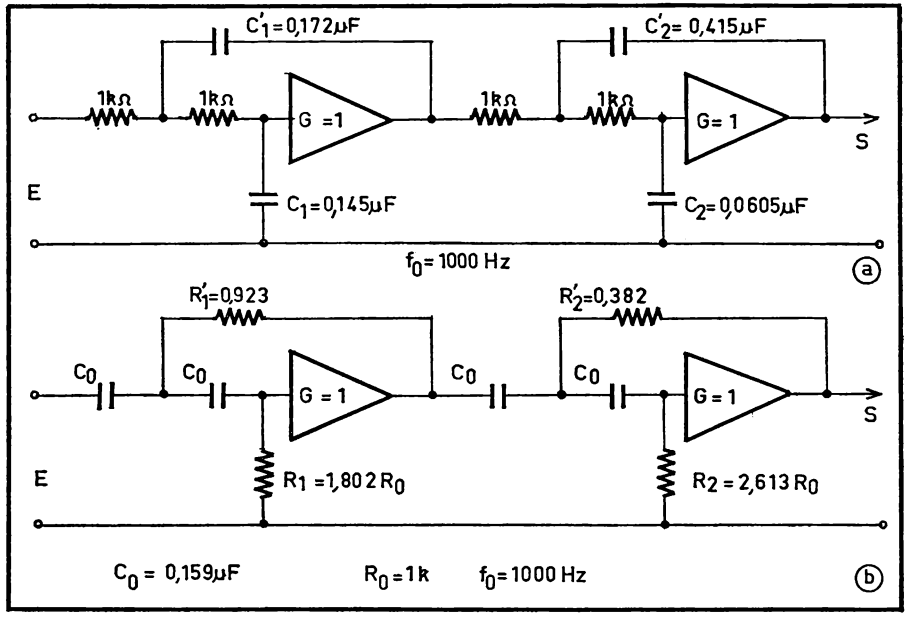


Fig. 9-47. — Passage d'un filtre passe-bas d'ordre 4 à un passe-haut du même ordre.

Le même tableau nous donnant le coefficient Q de surtension du circuit (Q = 1,306) d'après la formule :

$$(V_S/V_E)_{max} = \frac{1}{\sqrt{1 - (1/4Q^2)}} \cdot Q$$

il nous est facile d'évaluer ce dépassement et de régler le gain des étages de filtre en conséquence : ces étages étant du type « à alimentation contrôlée » leur gain n'agit en rien sur la fréquence d'accord du filtre.

Notons au passage que pour la réalisation de ce type de filtre actif, il n'est pas nécessaire d'avoir recours à des amplificateurs opérationnels, on peut, si on désire ne travailler qu'avec le gain unité (ou inférieur à l'unité pour compenser les dépassements) avoir recours au montage à haute impédance d'entrée et faible impédance de sortie à deux transistors décrit par J.P. Œhmichen sous le vocable de « muscleur » (fig. 9-48).

Naturellement, au moyen des méthodes de transposition énoncées plus haut, nous pouvons passer aisément du passe-bas au passe-haut en intervertissant les positions réciproques des condensateurs et des résistances. C'est alors la valeur de C_0 qui sera fixe et les valeurs des résistances R et R' seront déterminées au moyen des coefficients donnés par le tableau correspondant à l'ordre du filtre désiré. A titre d'exemple

nous reproduisons à la figure 9-47 *b* la version passe-haut du filtre d'ordre 4 coupant à 1000 Hz calculé plus haut.

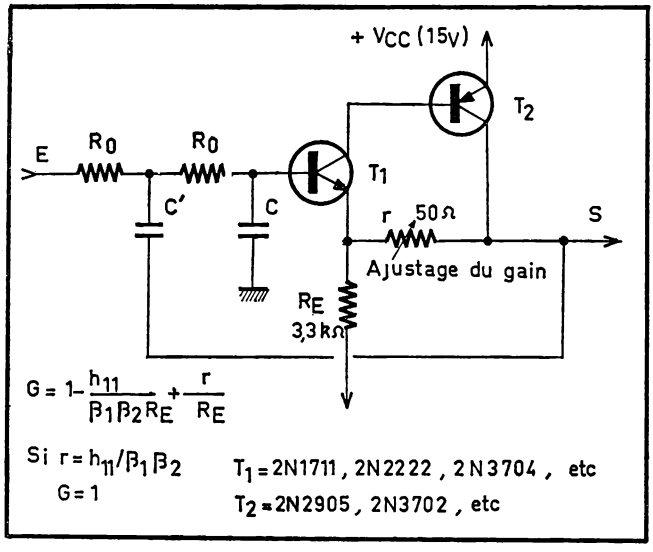
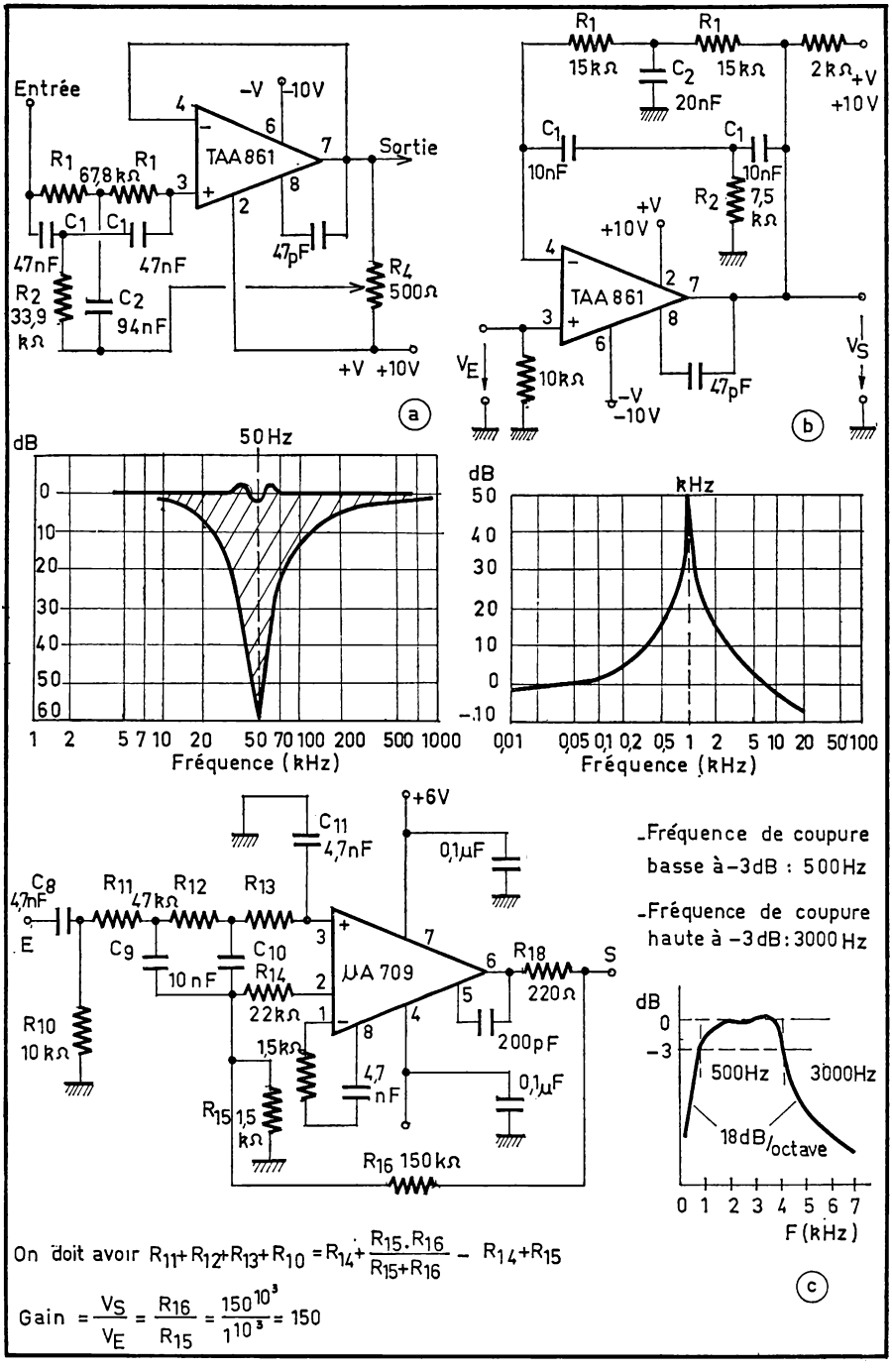


Fig. 9-48. — Pour un gain d'étage proche de l'unité, l'amplificateur opérationnel peut être remplacé par un montage « muscleur » à transistors complémentaires.

Un gros volume ne suffirait pas à épuiser le passionnant sujet des filtres actifs, force nous est de nous limiter. Pour clore ce paragraphe nous reproduisons à la figure 9-49 quelques schémas pratiques « tous cuits » d'un usage courant, en l'occurrence un filtre de coupure pour l'élimination du 50 Hz (*a*) un filtre sélectif sur 1000 Hz (*b*) mettant tous deux en œuvre des doubles T, le premier dans l'entrée, le second dans la contreréaction et un filtre de bande (*c*) destiné à la bande des fréquences téléphoniques de 300 à 3000 Hz basé sur le principe des boucles multiples.

Filtres à accord électronique.

Nous avons pu remarquer que plusieurs configurations de filtres utilisent des réseaux RC comportant deux résistances d'égale valeur. La réalisation de filtres à accord variable de ce type devient possible en remplaçant ces deux résistances par un potentiomètre double. Cependant dans certaines réalisations, tels les filtres de poursuite qui s'accordent automatiquement sur la fréquence du signal poursuivi, pour le « sortir du bruit » par exemple *(tracking filters)* il serait bien pratique de disposer d'un automatisme « qui tourne le bouton » du potentiomètre. Cela est parfaitement possible grâce à l'emploi de transistors à effet de champ dont la résistance drain-source prend la place des résistances à faire varier. La valeur de cette résistance est donnée, dans la partie linéaire (purement résistante) de la caractéristique, en fonction de la tension V_{GS} appliquée à la grille, par la relation



On doit avoir $R_{11}+R_{12}+R_{13}+R_{10} = R_{14}+\frac{R_{15}.R_{16}}{R_{15}+R_{16}} - R_{14}+R_{15}$

$$\text{Gain} = \frac{V_S}{V_E} = \frac{R_{16}}{R_{15}} = \frac{150\,10^3}{1\,10^3} = 150$$

Fig. 9-49. — Quelques schémas « tous cuits » de filtres : (a) coupe-bande à 50 Hz (b) passe-bande très sélectif à 1 000 Hz, (c) passe-bande téléphonique.

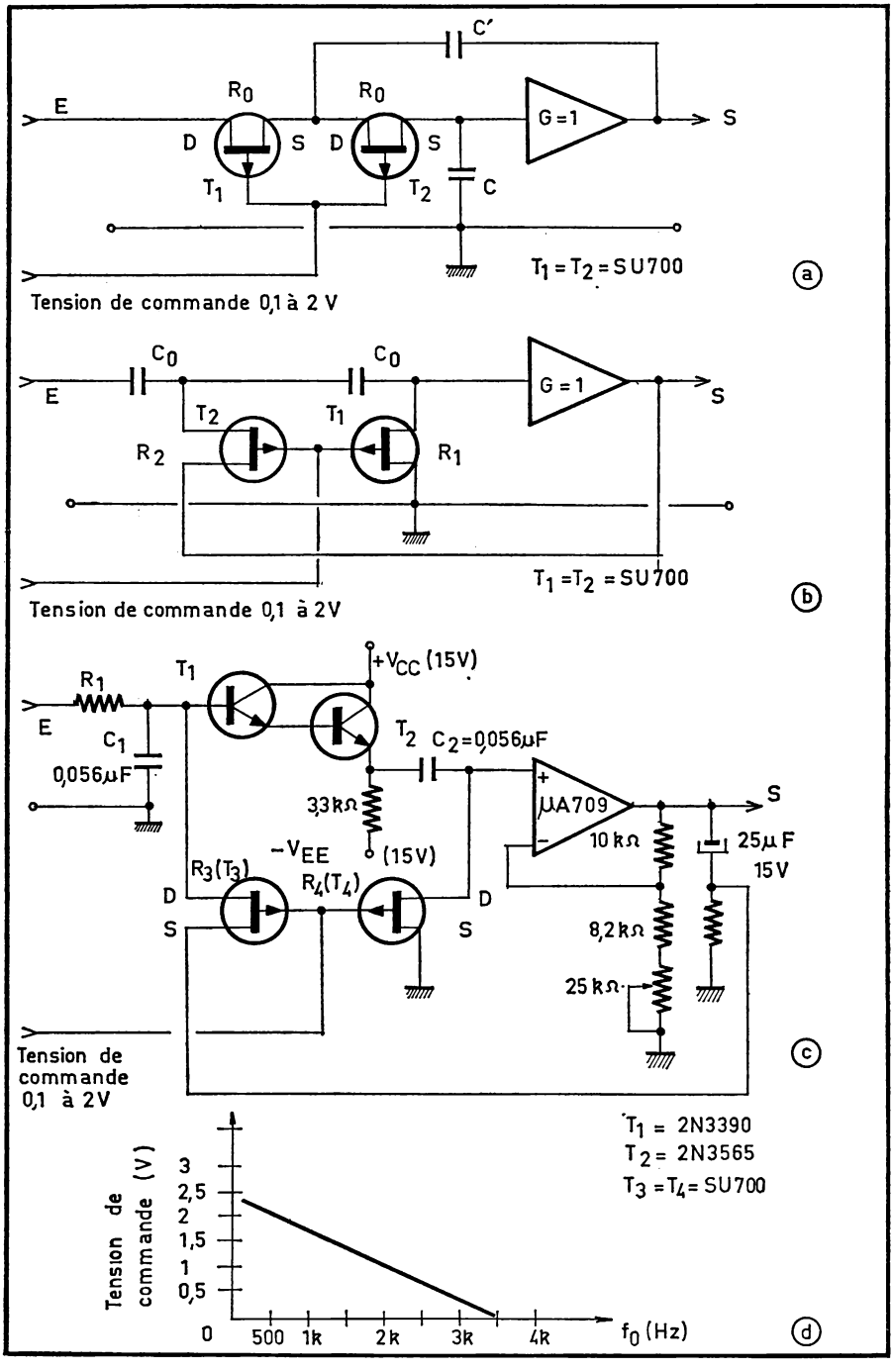


Fig. 9-50. — Des transistors à effet de champ peuvent prendre la place des résistances du réseau passif d'un filtre, qui peut de cette manière, être accordé au moyen d'une tension de commande continue. (a) **passe-bas,** (b) **passe-haut.**

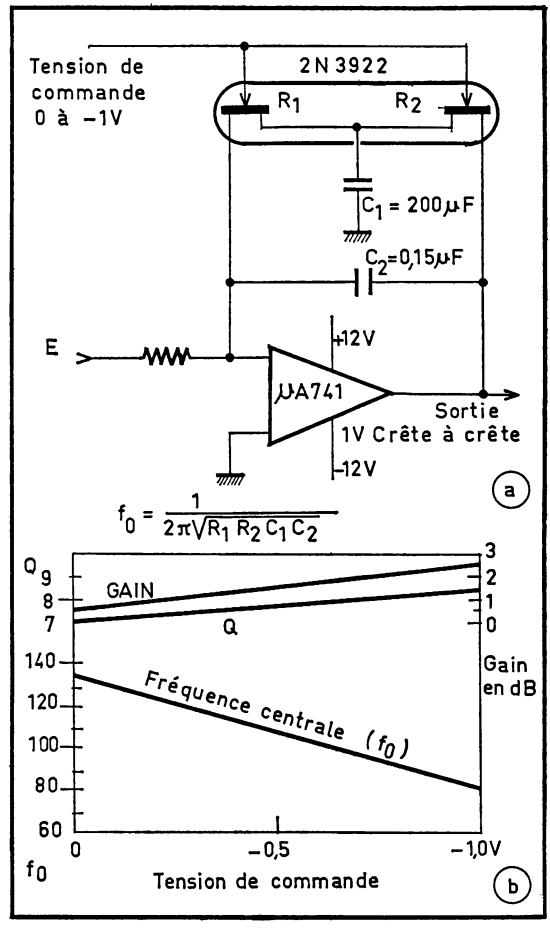


Fig. 9-51. — Schéma pratique (a) **et courbes caractéristiques** (b) **d'un filtre à accord électronique.**

$$R_{DS} = \frac{R_0}{1 - k\ V_{GS}}$$

dans laquelle R_0 est la résistance drain-source en l'absence de tension grille V_{GS} et k un coefficient propre au T.E.C. utilisé.

Les montages que nous avons décrits au paragraphe précédent s'accommodent très bien de l'accord électronique par remplacement des résistances R_0 par des T.E.C. ce qui conduit aux schémas de la figure 9-50 *a* pour le passe-bas et (*b*) pour le passe-haut.

Dans le schéma (*c*) l'amplificateur de gain unité est remplacé par un simple Darlington, un amplificateur opérationnel monté en non inverseur de gain légèrement supérieur à l'unité est utilisé comme « buffer » de sortie. La courbe (*d*) donne la variation de la fréquence d'accord du filtre en fonction de la tension continue de commande appliquée aux grilles des T.E.C.

Une autre réalisation, un filtre passe-bande, est donnée à la figure 9-51 accompagnée (en *b*) des courbes de gain, de facteur de surtension Q et de la fréquence centrale f_0 en fonction de la tension de commande.

Il est important de remarquer que, dans ce type de filtre, la tension de sortie ne doit pas dépasser 0,1 V de crête à crête de manière à éviter les distorsions qui prendraient naissance si les T.E.C. cessaient de fonctionner dans la partie linéaire de leur caractéristique.

ANNEXES

Polynôme de Butterworth.

Forme générale de la fonction de transfert :

$$\left|\frac{V_E}{V_S}\right|^2 = \frac{1}{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}} = \frac{1}{D_n\ (p)}$$

Expressions du diviseur D :

Ordre	Forme classique	Sous forme de mise en facteur
$D_1\ (p)$	$p + 1$	$(p + 1)$
$D_2\ (p)$	$p^2 + 1{,}41421\ p + 1$	$(p^2 + 1{,}414\ p + 1)$
$D_3\ (p)$	$p^3 + 2p^2 + 2\ p + 1$	$(p + 1)\ (p^2 + p + 1)$
$D_4\ (p)$	$p^4 + 2{,}61313\ p^3 + 3{,}41421\ p^2 + 2{,}61313\ p + 1$	$(p^2 + 0{,}7653\ p + 1)\ (p^2 + 1{,}848\ p + 1)$
$D_5\ (p)$	$p^5 + 3{,}23607\ p^4 + 5{,}23607\ p^3 + 5{,}23607\ p^2 + 2{,}23607\ p + 1$	$(p + 1)\ (p^2 + 0{,}6180\ p + 1)\ (p^2 + 1{,}618\ p + 1)$
$D_6\ (p)$	$p^6 + 3{,}86370\ p^5 + 7{,}46410\ p^4 + 9{,}14162\ p^3 + 7{,}46410\ p^2 + 3{,}863670\ p + 1$	$p^2 + 0{,}5176\ p + 1)\ (p^2 + 1{,}414\ p + 1)\ (p^2 + 1{,}932\ p + 1)$

Polynôme de Tchébitchef.

Forme générale de la fonction de transfert :

$$\left|\frac{V_S}{V_E}\right|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 . T_n^2\ (\omega/\omega_0)}$$

$T_n\ (\omega/\omega_0)$ peut être défini par l'expression :

$T_n\ (\omega) = \cos\ (n \cos^{-1}\omega)$ pour $|\ \omega\ | \leqslant 1$

et $T_n\ (\omega) = \cosh\ (n \cosh^{-1}\omega)$ pour $|\ \omega\ | < 1$;

pour $n = 0$ nous voyons que nous avons :

$T_0\ (\omega) = 1$

et pour $n = 1$:

$T_1\ (\omega) = \omega$.

Les polynômes de Tchébitchef pour les ordres plus élevés sont obtenus à partir de la formule récurrente :

$$T_n(\omega) = 2\,T_{n-1}(\omega) - Tn{-}2(\omega) - Tn{-}3(\omega)...$$

Le tableau ci-après donne les polynômes de Tchébitchef pour les ordres 0 à 10.

n	Polynôme de Tchébitchef
0	1
1	ω
2	$2\omega^2 - 1$
3	$4\omega^3 - 3\omega$
4	$8\omega^4 - 8\omega^2 + 1$
5	$16\omega^5 - 20\omega^3 + 5\omega$
6	$32\omega^6 - 48\omega^4 + 18\omega^2 - 1$
7	$64\omega^7 - 112\omega^5 + 56\omega^3 - 7\omega$
8	$128\omega^8 - 256\omega^6 + 160\omega^4 - 32\omega^2 + 1$
9	$256\,\omega^9 - 576\omega^7 + 432\omega^5 - 120\omega^3 + 9\omega$
10	$512\omega^{10} - 1280\omega^8 + 1120\omega^6 - 400\omega^4 + 50\omega^2 - 1$

Polynômes de Bessel.

L'équation générale de la fonction de transfert est de la forme :

$$\left|\frac{V_S}{V_E}\right| = \frac{k}{B_n(p)}$$

dans laquelle k est un coefficient d'amplitude et $B_n(p)$ un polynôme dont nous donnons ci-après la forme générale et les coefficients :

$$B_n(p) = b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3 \ldots\ldots\ldots + b_n p^n$$

n	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7
0	1							
1	1	1						
2	3	3	1					
3	15	15	6	1				
4	105	105	45	10	1			
5	945	945	420	105	15	1		
6	10 395	10 395	4 725	1 260	210	21	1	
7	135 135	135 135	62 370	17 325	3 150	378	28	1

Les racines de ces polynômes sont reproduites ci-après :

TABLE DE CONVERSION DES RAPPORTS DE TENSION, DE COURANTS ET DE PUISSANCES EN DECIBELS POSITIFS OU NEGATIIFS

Rapport des tensions ou des courants	Rapport des puissances	←(—) dB (+)→	Rapport des tensions ou des courants	Rapport des puissances
1.000	1.000	0	1.000	1.000
0.989	0.977	0.1	1.012	1.023
0.977	0.955	0.2	1.023	1.047
0.966	0.933	0.3	1.035	1.072
0.955	0.912	0.4	1.047	1.096
0.944	0.891	0.5	1.059	1.122
0.933	0.871	0.6	1.072	1.148
0.923	0.851	0.7	1.084	1.175
0.912	0.832	0.8	1.096	1.202
0.902	0.813	0.9	1.109	1.230
0.891	0.794	1.0	1.122	1.259
0.841	0.708	1.5	1.189	1.413
0.794	0.631	2.0	1.259	1.585
0.750	0.562	2.5	1.334	1.778
0.708	0.501	3.0	1.413	1.995
0.668	0.447	3.5	1.496	2.239
0.631	0.398	4.0	1.585	2.512
0.596	0.355	4.5	1.679	2.818
0.562	0.316	5.0	1.778	3.162
0.531	0.282	5.5	1.884	3.548
0.501	0.251	6.0	1.995	3.981
0.473	0.224	6.5	2.113	4.467
0.447	0.200	7.0	2.239	5.012
0.422	0.178	7.5	2.371	5.623
0.398	0.159	8.0	2.512	6.310
0.376	0.141	8.5	2.661	7.079
0.355	0.126	9.0	2.818	7.943
0.335	0.112	9.5	2.985	8.913
0.316	0.100	10	3.162	10.00
0.282	0.0794	11	3.55	12.6
0.251	0.0631	12	3.98	15.9
0.224	0.0501	13	4.47	20.0
0.200	0.0398	14	5.01	25.1
0.178	0.0316	15	5.62	31.6
0.159	0.0251	16	6.31	39.8
0.141	0.0200	17	7.08	50.1
0.126	0.0159	18	7.94	63.1
0.112	0.0126	19	8.91	79.4
0.100	0.0100	20	10.00	100.0
3.16×10^{-2}	10^{-3}	30	3.16×10	10^{3}
10^{-2}	10^{-4}	40	10^{2}	10^{4}
3.16×10^{-3}	10^{-5}	50	3.16×10^{2}	10^{5}
10^{-3}	10^{-6}	60	10^{3}	10^{6}
3.16×10^{-4}	10^{-7}	70	3.16×10^{3}	10^{7}
10^{-4}	10^{-8}	80	10^{4}	10^{8}
3.16×10^{-5}	10^{-9}	90	3.16×10^{4}	10^{9}
10^{-5}	10^{-10}	100	10^{5}	10^{10}
3.16×10^{-6}	10^{-11}	110	3.16×10^{5}	10^{11}
10^{-6}	10^{-12}	120	10^{6}	10^{12}

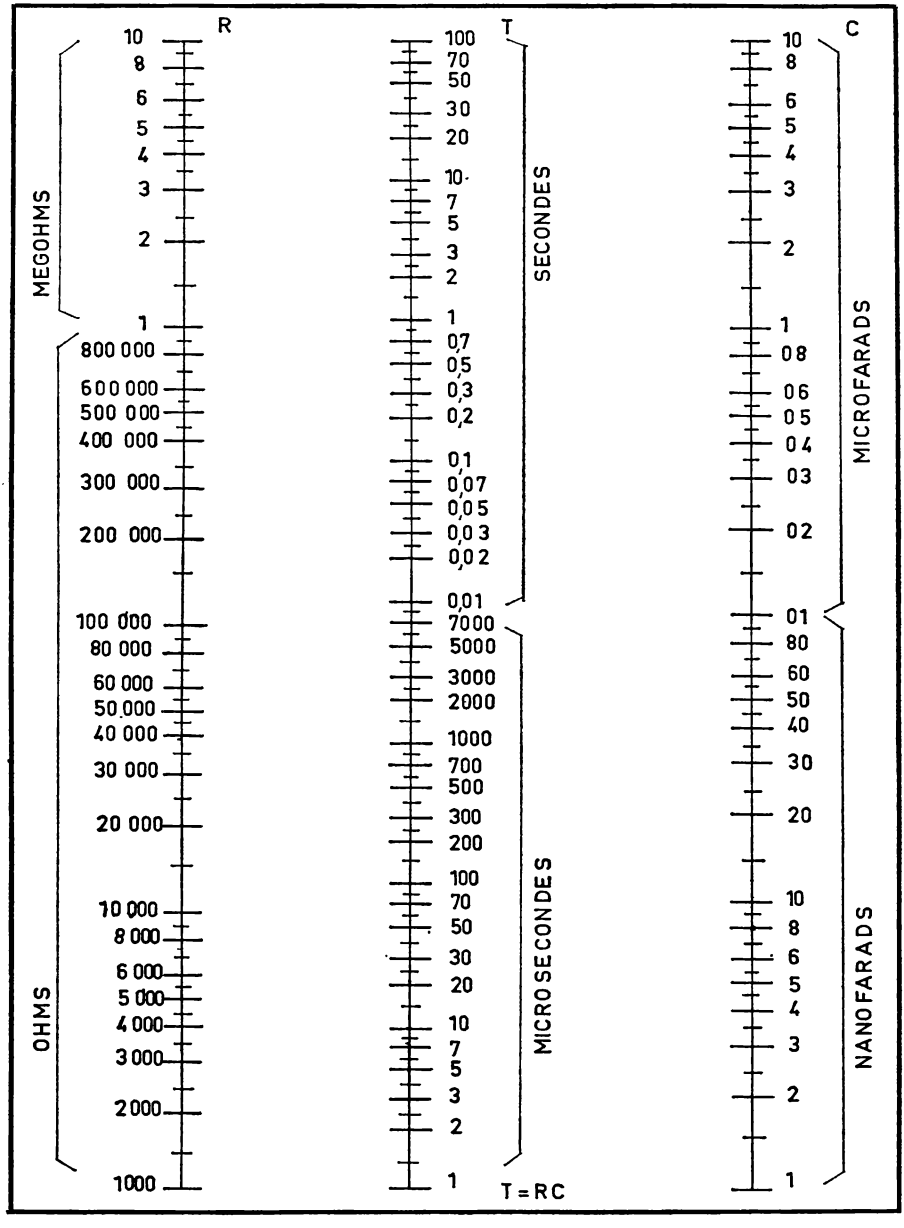


Fig. 9-52. — Abaque pour le calcul rapide des constantes de temps.

n	racines du polynôme de Bessel
1	$-1{,}0 + j0$
2	$-1{,}5 \pm j0{,}866667$
3	$-2{,}32219 + j0$ $-1{,}83891 \pm j1{,}75438$
4	$-2{,}89621 \pm j0{,}867234$ $-2{,}10379 \pm j2{,}65742$
5	$-3{,}64674 + j0$ $-3{,}35196 \pm j1{,}74266$ $-2{,}32467 \pm j3{,}57102$
6	$-4{,}24836 \pm j0{,}86751$ $-3{,}73571 \pm j2{,}62627$ $-2{,}5159 \pm j4{,}49267$
7	$-4{,}97181 + j0$ $-4{,}75827 \pm j1{,}73928$ $-4{,}07014 \pm j3{,}51718$ $-2{,}68568 \pm j5{,}42069$

Bibliographie

OUVRAGES :

Synthèse des circuits RC actifs. — M. CARRÈRE. Session de perfectionnement « Amplificateurs Opérationnels ». Ecole Supérieure d'Electricité, 1971.

Synthesis of Passive Networks. — Ernst A. GUILLEMIN - John Wiley and Sons. Londres 1957.

Network Analysis and Synthesis. — Franklin F. KUO - John Wiley and Sons. Londres 1962.

Linear network Design and Synthesis. — Wayne H. CHEN - Mac Graw Hill. New York 1964.

Handbook of Operational Amplifier Active Filters. — BURR BROWN (traduction française diffusée par SEPTA).

Application Manual for Operational Amplifiers. — Publication Philbrick Nexus (diffusé par Tranchant Electronique).

ARTICLES :

Série d'articles publiés dans *Electronics* sous le titre général Active Filters :

I. The Road to High Q,s. Joseph MITTLEMAN. 27 mai 1968.

II. Activating the Passive Network. Arnold MELTZER. 27 mai 1968.

III. Negative Impedance Converters. Louis DE PIAN et Arnold MELTZER. 2 septembre 1968.

IV. Approaching the Ideal INIC. Louis DE PIAN et Arnold MELTZER. 16 septembre 1968.

V. Applying the Operational Amplifier. George S. MOSCHITZ et Ralph W. WYNDRUM Jr. 9 décembre 1968.

VI. The Op Amp Save Time and Money. Brent WELLING. 3 février 1969.

VII. Analog Block Ensure Stable Design. Joseph SALERNO. 17 février 1969.

VIII. Positive Results of Negative Feedback (Tirés à part de la traduction française diffusés par *Techniques et Produits*).

IX. Applying Nonlinear Elements. Velio A. MARCOCCI. 14 avril 1969.

Fonctions de transfert. Pôles et Zéros. Yvon DELBORD. Inter Electronique. 1971.

Whats and Whys about y Parameters. Clay TATOM. E.D.N. Mars 1965.

Designing Passive Compensators. A.W. LANGILL Jr. Electro Technology. Janvier 1965.

New Approach to the Design of Active Filters. Simulation. Mai 1966.

Analog Techniques for Filter Simulation. Arthur D. BRIDGMAN. Simulation. Avril 1967.

Active Filters. James B. HOGIN. Electronics World. Avril 1969.

Inductorless Filters. Linear active and Digital Filters. George S. MOSCHITZ. Spectrum of I.E.E.E. Septembre 1970.

A Step by Step Active Filter Design. J. Tow. Spectrum of I.E.E.E. Décembre 1969.

Design Active Filters with Less Effort. Howard T. RUSSELL. Electronic Design. 7 janvier 1971.

Gyrator Realization Using Two Operational Amplifiers. Rafael M. IÑIGO. I.E.E.E. Journal of Solid. State Circuits. Avril 1971.

Analyzing Control Systems with Digital Computer :

(I) Network Analysis Approach Simplifies the Problem. Randall W. JENSEN.

(II) Operational Amplifier Models Ease Analysis By Simulation. Donald B. HERBERT.
Electro Technology. Novembre 1967.

Operational. Amplifier Modeling for Computer Analysis. Arold C. JONES. Electro Technology. Décembre 1967.

Computer Design of Chebyshev Filters. Donald E. SCOTT et David WATERMAN. Electro Technology. Novembre 1966.

Composite Active Filters. DABROWSKI. News from Rhode et Schwarz, N° 56, d'après Intern. Elektronische Rundschau N° 29. 1969.

Méthode simple de conception et de réalisation de filtres actifs. Etude Ecole Breguet. Electronique Industrielle. Avril 1968.

Simple Arithmetic : an Easy Way to Design Active Bandpass Fliters. Ferrel G. STREMLER. Electronics. 7 juin 1971.

Les filtres actifs passe-bas. J. GOUREVITCH. Toute l'Electronique. Janvier 1966.

Les filtres actifs passe-haut et passe-bande. J. GOUREVITCH. Toute l'Electronique. Février 1966.

New Applications of I.C. : Active Filters. E.E.E. Octobre 1969.

Quelques idées d'Applications de l'amplificateur opérationnel TAA 861. B. NOLLET. Electronique Industrielle. Juillet-août 1970.

Une platine de réception à détection Synchrone. Toute l'Electronique. Janvier 1971.

Systems Application for Voltage Controlled Active Filters. Philippe HARVEY. E.E.E. Octobre 1969.

FET's Call the Tune in Active Filter Design. James M. LOE. Electronics. Octobre 1966.

FET's in RC Network Tune Active Filter. Arthur D. DELAGRANGE. Electronics. Décembre 1970.

Adjustable Low - pass Filter (in Choosing and Using N Channel Dual J - FET's). Analog Dialogue. Bulletin publié par Analog Devices. Volume 4, N° 2. Décembre 1970.

CHAPITRE 10

APPLICATIONS DIVERSES

Depuis la diffusion en grande série d'amplificateurs opérationnels intégrés ne coûtant que quelques francs, il n'est pas de semaine, peut-être de jour, qui ne voit naître une nouvelle application de cet élément, lequel peut pratiquement être considéré simplement comme un « super transistor ». Décrire toutes ces applications nécessiterait un assez gros volume ; le but de cet ouvrage étant plus de faire connaître l'amplificateur opérationnel que de décrire ses applications (1), nous nous limiterons à présenter quelques-unes des plus classiques.

Amplificateurs pour capteurs - Mesure.

Il y a peu à dire sur l'emploi de l'amplificateur opérationnel associé à divers capteurs, si ce n'est que chaque montage devra être adapté aux caractéristiques propres au capteur utilisé : impédance d'entrée, gain, bande passante, etc.

Selon les cas on sera amené à utiliser un montage amplificateur de tension inverseur (ou non inverseur lorsqu'une très haute impédance d'entrée sera requise) ou de courant. Les montages convertisseurs

(1) Certains ouvrages, tels ceux de H. Lilen, « Principes et Application des circuits intégrés linéaires » et « Circuithèque d'électronique » (Vol. 1) sont plus spécialement consacrés aux applications. Le lecteur les consultera avec profit, ainsi que les manuels d'application cités en référence bibliographique.

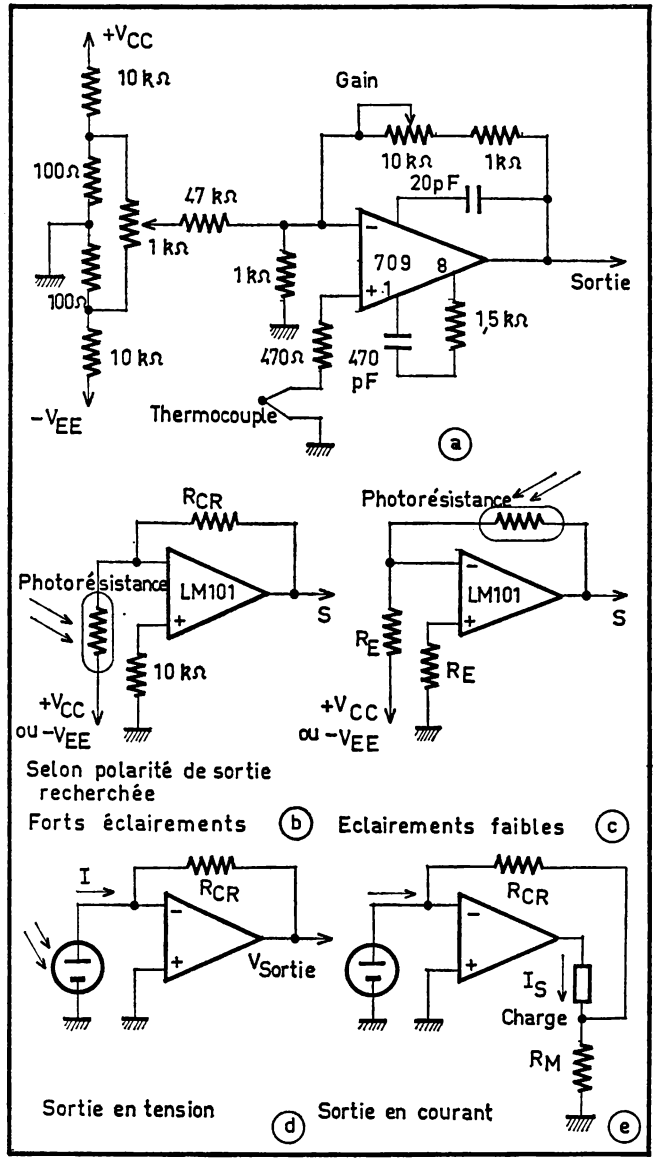


Fig. 10-1. — Quelques exemples d'utilisation de l'amplificateur opérationnel associé à des capteurs : (a) amplificateur pour thermocouple, (b et c) le capteur est une photorésistance (d) conversion du courant délivré par une cellule solaire en une tension proportionnelle (e) amplificateur de courant de cellule solaire.

courant-tension et tension-courant décrits au chapitre 4 seront parfois mieux adaptés au but recherché.

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure 10-1 quelques schémas types qui ne méritent guère de commentaires. Le montage (*a*) — amplificateur pour thermocouple — met à profit l'impédance d'entrée élevée du montage non inverseur pour ne pas charger le couple thermo-électrique.

Pour amplifier le signal issu d'une photorésistance, cette dernière peut être utilisée de deux manières :

— comme résistance d'entrée (*b*) pour les forts éclairements ;

— à la place de la résistance de contreréaction R_{CR} dans le cas des faibles éclairements (*c*). Cela permet d'obtenir un gain en boucle élevé (R_{CR}/R_E) en conservant pour R_E une valeur convenable (1).

Le courant délivré par une cellule photovoltaïque peut être, ou bien converti en une tension proportionnelle (*d*) ou encore amplifié en courant (*e*).

Dans certains cas le résultat visé est une action par tout-ou-rien. On pourra alors avoir recours à des montages du genre trigger (fig. 10-2).

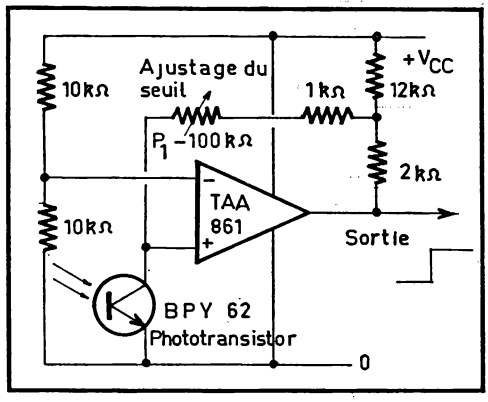


Fig. 10-2. — Une action par tout ou rien peut être obtenue en utilisant l'amplificateur opérationnel en trigger. Le seuil de sensibilité est ajustable au moyen du potentiomètre P_1.

Dans le domaine de la mesure, nombreuses sont les applications des amplificateurs opérationnels. Pour les mesures de tension on a généralement avantage à recourir à l'amplificateur non-inverseur dont l'impédance d'entrée élevée est favorable. Avec des amplificateurs à très haute impédance d'entrée (T.E.C. ou mieux varactors) l'impédance théorique d'entrée (celle donnée par le calcul) pour ce montage atteint plusieurs millions de mégohms, en fait ce sont les fuites dues aux isolants qui constituent la résistance d'entrée effective. Pour ne pas perdre le bénéfice de cette haute impédance d'entrée, dans un montage à gammes multiples au lieu de sélectionner les gammes de tensions au moyen d'un diviseur étalonné, comme dans les voltmètres électroniques classiques, on préfère agir sur le gain de l'amplificateur (fig. 10-3 *a*). Est-il utile de rappeler les différentes précautions d'isolement et de protection contre les tensions parasites ? (anneau de garde, découplage haute fréquence de l'entrée, etc.) qui doivent être

(1) Il y a lieu toutefois de noter que dans ce cas le gain, et par conséquent la tension de sortie sont inversement proportionnels à l'éclairement, puisque le rapport R_{CR}/R_E diminue lorsque la luminosité de la source d'excitation de la photo résistance augmente.

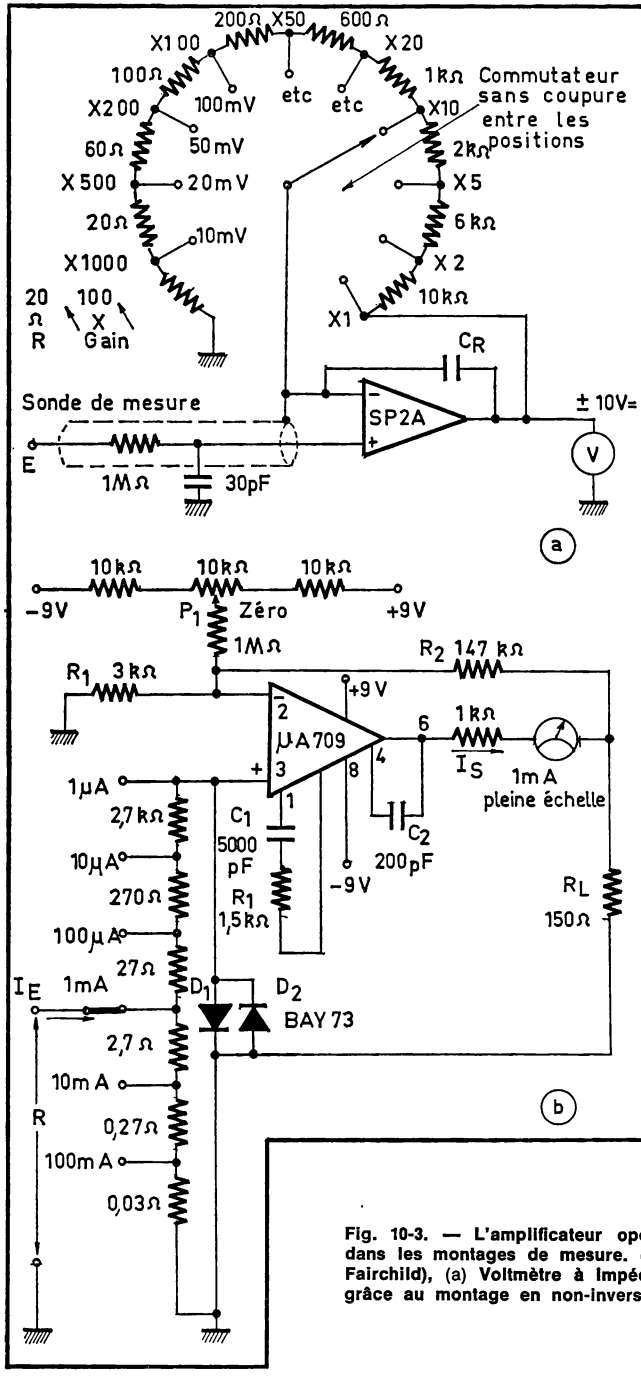


Fig. 10-3. — L'amplificateur opérationnel trouve sa place dans les montages de mesure. (b) Microampèremètre (doc. Fairchild), (a) Voltmètre à impédance d'entrée quasi-infinie grâce au montage en non-inverseur (Doc. Philbrick Nexus).

prises avec ce genre de montage. En (*b*) sur la même figure nous avons reproduit un montage de microampèremètre qui met en œuvre un amplificateur de courant non-inverseur qui, grâce à son gain de 1000, permet d'utiliser un robuste galvanomètre de 1 milliampère de déviation totale pour mesurer des courants de 1 microampère.

La figure 10-4 représente un dispositif pour la mesure de tensions aussi élevée que 10 kV par intégration qui a l'avantage de ne pratiquement pas charger la source dont on veut mesurer la tension. La mesure s'effectue en deux temps :

— 1°) Charge, à travers une résistance de très forte valeur (100 MΩ) d'un condensateur haute tension de faible capacité et à très faibles pertes.

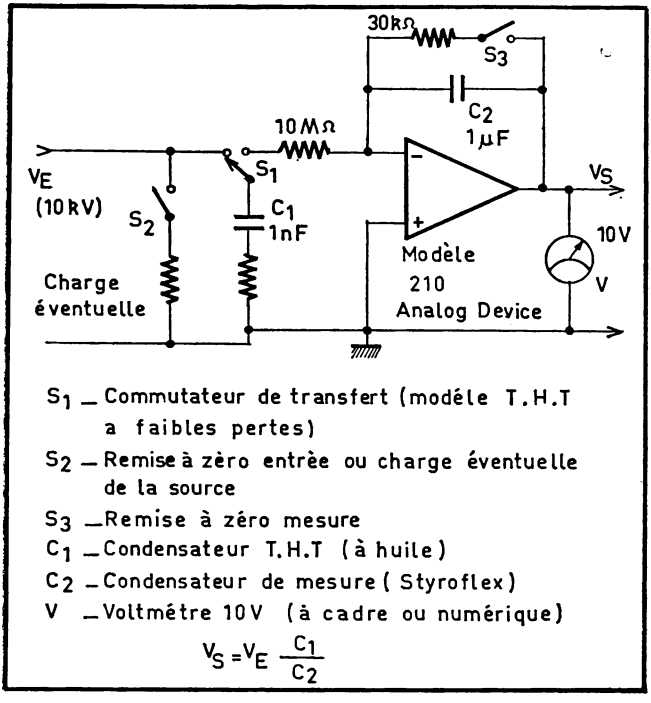


Fig. 10-4. — La mesure précise de la très haute tension délivrée par des sources à faible débit peut s'effectuer par transfert de la charge du condensateur de mesure C_1 à celui de plus forte valeur C_2 d'un intégrateur.

— 2°) Transfert de la charge de ce premier condensateur à celui de plus forte capacité d'un montage intégrateur.

Si les pertes sont négligeables on peut écrire la quantité d'électricité transférée d'un condensateur dans l'autre :

$$Q = C_1 V_E = C_2 V_S$$

relation dont on peut tirer :

$$V_E = V_S (C_2/C_1)$$

Si, comme dans le montage décrit, on utilise des condensateurs C_2 et C_1 dont les valeurs sont dans un rapport de 1000 il est possible de mesurer des tensions de l'ordre de 10 kV au moyen d'un amplificateur opérationnel dont la tension maximale de sortie est de 10 V.

Par l'emploi d'un amplificateur opérationnel à très faible courant d'entrée (Varactor) et en s'entourant de toutes les précautions nécessaires pour éviter les fuites, tant par défaut d'isolement que par effet corona, la précision de la mesure est pratiquement celle du rapport des condensateurs C_2 et C_1.

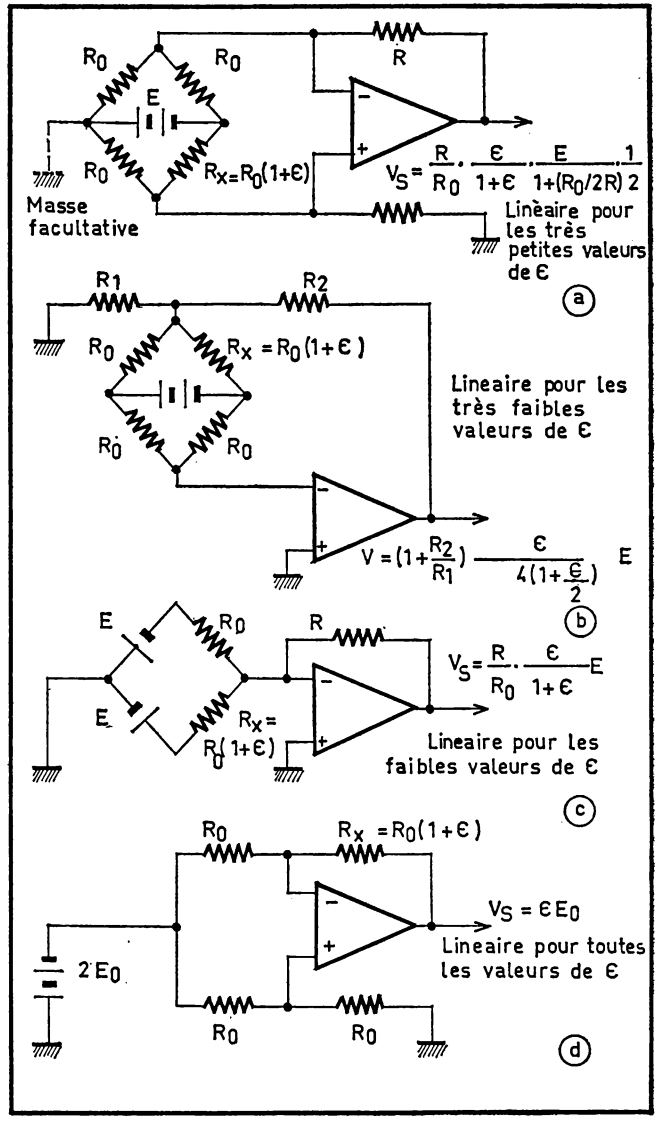
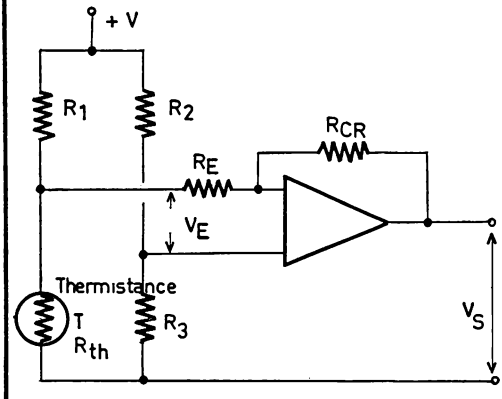


Fig. 10-5. — Quatre méthodes différentes d'utilisation de l'amplificateur opérationnel associé à un pont de Wheatstone. (a) **Montage en amplificateur de différence ; la source peut avoir ou non un pôle à la masse,** (b) **le pont fait partie du circuit de contre-réaction ; la source est obligatoirement flottante** (c) **source équilibrée** (d) **montage en pont ouvert (Doc. Philbrick Nexus).**

Amplificateurs pour ponts de mesure.

Le gain important fourni par l'amplificateur opérationnel, ses entrées symétriques, son impédance d'entrée élevée sont des caractéristiques qui le qualifient particulièrement comme amplificateur pour pont de mesure. Différents montages sont possibles. Nous reproduisons les plus usités à la figure 10-5.



$$G = \frac{-R_{CR}}{R_E \text{ (équivalente)}}$$

$$R_{E(equiv.)} = R_E + \frac{R_1 R_{th}}{R_1 + R_{th}}$$

$$V_E = \frac{R_{th} V}{R_{th} + R_1}$$

$$E_S = -G V_E$$

$$= \frac{-R_{CR} R_{th} V}{(R_{th} + R_1) R_{E(équiv.)}}$$

$R_1 = 100$ kΩ
$R_2 = 100$ kΩ
$R_3 = 22$ kΩ
$R_E = 12{,}8$ kΩ
$R_{CR} = 147$ kΩ
Thermistance GB42 S MM1 (Fenwal)

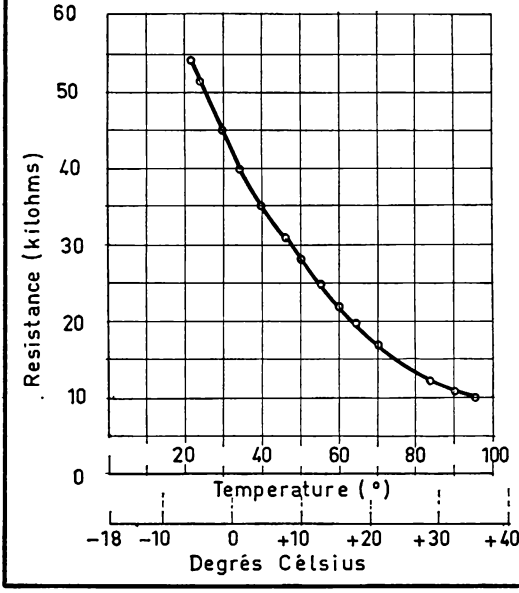


Fig. 10-6. — Par un choix adéquat des résistances composant le pont et la boucle de contreréaction, la caractéristique tension de sortie en fonction de la résistance de ce montage (a) peut être rendue linéaire à mieux que 0,1 % malgré la non-linéarité de la caractéristique du capteur (courbe b).

Le montage le plus simple (*a*) fonctionne soit avec une alimentation flottante, soit avec un pôle à la masse. Dans le montage (*b*), l'alimentation est obligatoirement flottante puisque le pont est introduit en série avec la boucle de contreréaction. Le montage (*c*) nécessite une alimentation à point milieu. Ce qui fait l'intérêt du montage (*d*) fonctionnant en pont ouvert, est la linéarité de la tension de sortie qui est directement proportionnelle à l'erreur ε sur la résistance R_x. Toutefois ce montage présente l'inconvénient, fonctionnant à gain unité, de ne délivrer qu'une faible tension de sortie, laquelle devra souvent être amplifiée au moyen d'un second amplificateur pour être utilisable aux faibles valeurs de ε.

La non-linéarité des variations de la tension d'erreur ε en fonction de celle de la résistance R_x peut être mise à profit pour linéariser, dans une certaine gamme de mesure, la variation non linéaire de la résistance du capteur en fonction de la grandeur mesurée. Un exemple précis permettra d'éclairer ce qui précède :

La variation de résistance d'une thermistance en fonction de la température est « *grosso modo* » logarithmique. Plaçons cette thermistance dans la branche d'un pont associé à un amplificateur opérationnel (fig. 10-6). Par un choix judicieux des autres éléments du pont et de la boucle de contreréaction, on parvient à obtenir en sortie de l'amplificateur une variation de tension en fonction de la température beaucoup plus linéaire que celle qui serait obtenue avec un dispositif classique. Le calcul des différents éléments du montage en fonction des caractéristiques propres à la thermistance est assez complexe et ne peut être mené à bien qu'avec l'aide d'un calculateur. Les valeurs que nous donnons sur le schéma sont celles qui conviennent le mieux pour la thermistance choisie et dans la gamme de température intéressée. La linéarité obtenue est remarquable puisque la courbe de tension de sortie de l'amplificateur en fonction de la température est linéaire à $\pm$ 0,1 % entre 15° et 50°C.

Un problème particulier se pose dans le cas des anémomètres à fil chaud : si le fil résistant de mesure est alimenté à courant constant, il risque d'être porté à une température dangereuse en l'absence de déplacement d'air. Par contre, une alimentation à tension constante enlève beaucoup de sensibilité au montage. Ce délicat problème a été résolu grâce au pont auto-équilibré de la figure 10-7 dans lequel le filament chauffant R_f est maintenu à température, donc à tension et courant constants. C'est la tension totale d'alimentation du pont qui est rendue automatiquement variable en fonction de la vitesse du filet d'air dont on veut mesurer la vitesse : supposons d'abord l'air immobile. Le filament R_f n'étant pas refroidi va tendre à s'échauffer, ce qui va provoquer une tendance à l'augmentation de sa résistance. D'où déséquilibre du pont qui se traduira, en sortie, par une diminution de la tension de base du transistor TR à travers lequel le pont de mesure est alimenté. Il en résultera une baisse du courant d'émetteur de ce transistor et par conséquent du courant dans le filament.

Le même raisonnement nous montrerait qu'une accélération du débit d'air provoquerait une augmentation de la tension d'alimentation du pont. C'est de la mesure de la tension d'alimentation du pont que l'on déduira la vitesse du filet d'air. Ce dispositif offre le double avantage de protéger le filament chauffant contre les risques de surchauffe et, travaillant à température constante, d'éliminer les non-linéarités qui peuvent se rencontrer lorsque la température du filament varie.

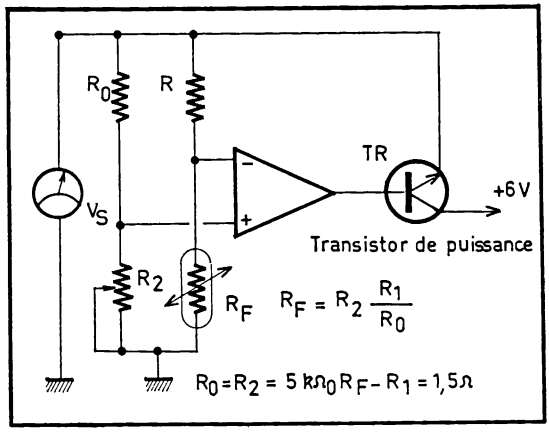


Fig. 10-7. — Pont auto-équilibré pour anémomètre à fil chaud.

Le double pont de Thomson, destiné, on s'en souvient, à la mesure des faibles résistances : résistances de contact, mesure d'échauffement de câbles électriques de forte section par mesure de la variation de résistance en fonction de la température, localisation de défauts de câbles enterrés, etc. La tension de déséquilibre fournie par ce pont est généralement très faible et son amplification, au moyen d'un amplificateur opérationnel est la bienvenue. Le schéma correspondant est reproduit à la figure 10-8. L'inverseur de polarité d'alimentation

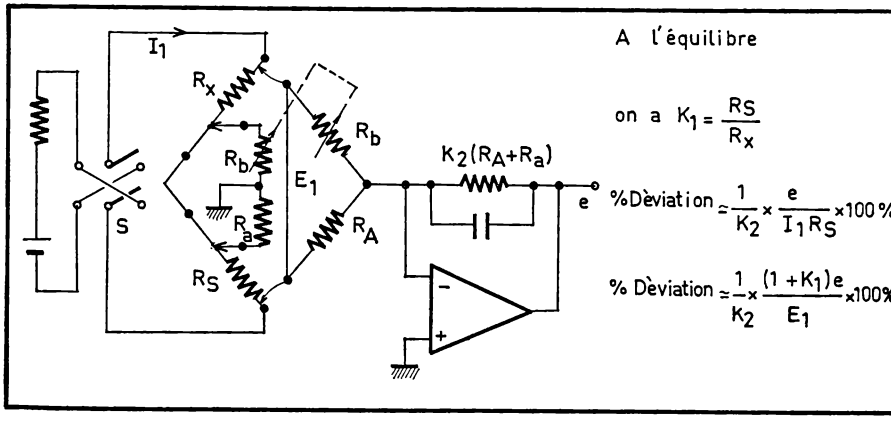


Fig. 10-8. — L'amplificateur opérationnel rend bien service pour améliorer la sensibilité d'un pont de Thomson.

du pont S permet de faire la mesure dans les deux sens de passage du courant, ce qui permet d'éliminer les erreurs dues aux tensions parasites (effet « thermocouple » ou autre).

Détection du seuil de tension, comparaison de tension de courant ou de résistance. Triggers.

Le gain en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel est si grand qu'il suffit d'une très faible variation de la tension différentielle d'entrée pour faire passer le niveau de la sortie de l'une des valeurs extrêmes à celle de polarité opposée. C'est là le principe des comparateurs de tension dont le schéma de principe est représenté à la figure 10-9 *a*. Si la tension d'entrée V_E est de quelques millivolts seu-

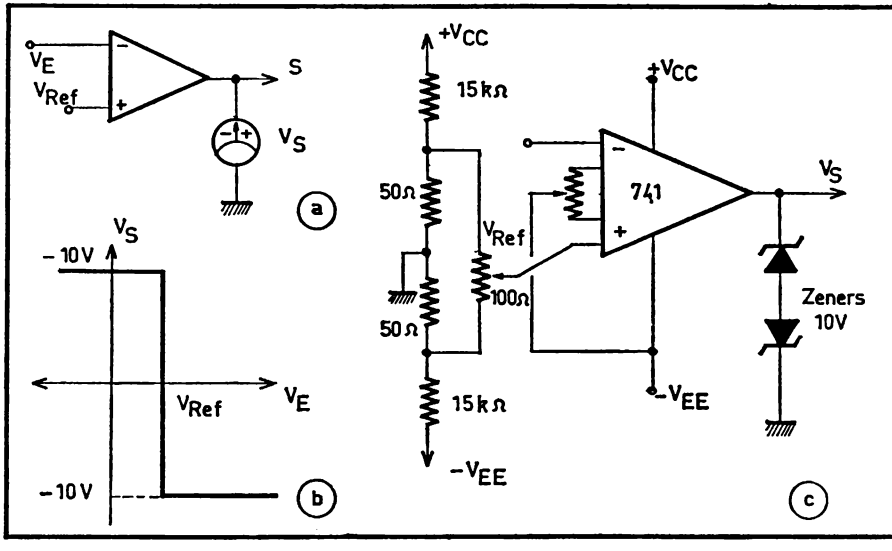


Fig. 10-9. — Emploi d'un amplificateur opérationnel en comparateur de tension : (a) principe, (b) montage pratique, (c) caractéristique de transfert.

lement supérieure à celle de référence V_{ref}, la sortie de l'amplificateur est à $- V_{S\ max}$, il suffit que la tension d'entrée devienne plus petite que V_{ref} de seulement quelques millivolts pour que la tension de sortie s'inverse et devienne $+ V_{S\ max}$. Dans la pratique, la tension de référence est ajustée avec précision au moyen d'un pont de résistances et la sortie est écrêtée au moyen de diodes de Zener de manière à éviter que la tension de saturation ne soit atteinte et par là même, améliorer le temps de réponse du comparateur (fig. 10-9 *c*) de façon à augmenter la sensibilité et, de ce fait, la vitesse de commutation. Il est possible

d'appliquer au montage un léger taux de réaction positive en ramenant vers l'entrée de référence une fraction de la tension de sortie (fig. 10-10 *a*). On obtient alors l'équivalent d'un trigger de Schmitt. Toutefois, cela n'est pas parfois sans un léger inconvénient : l'introduction d'une hystérésis qui se traduit par le fait que le basculement pour les valeurs croissantes de la tension d'entrée ne se produit pas exactement pour la même tension que celui aux valeurs décroissantes de cette tension (fig. 10-10 *c*). Tout comme dans le montage précédent,

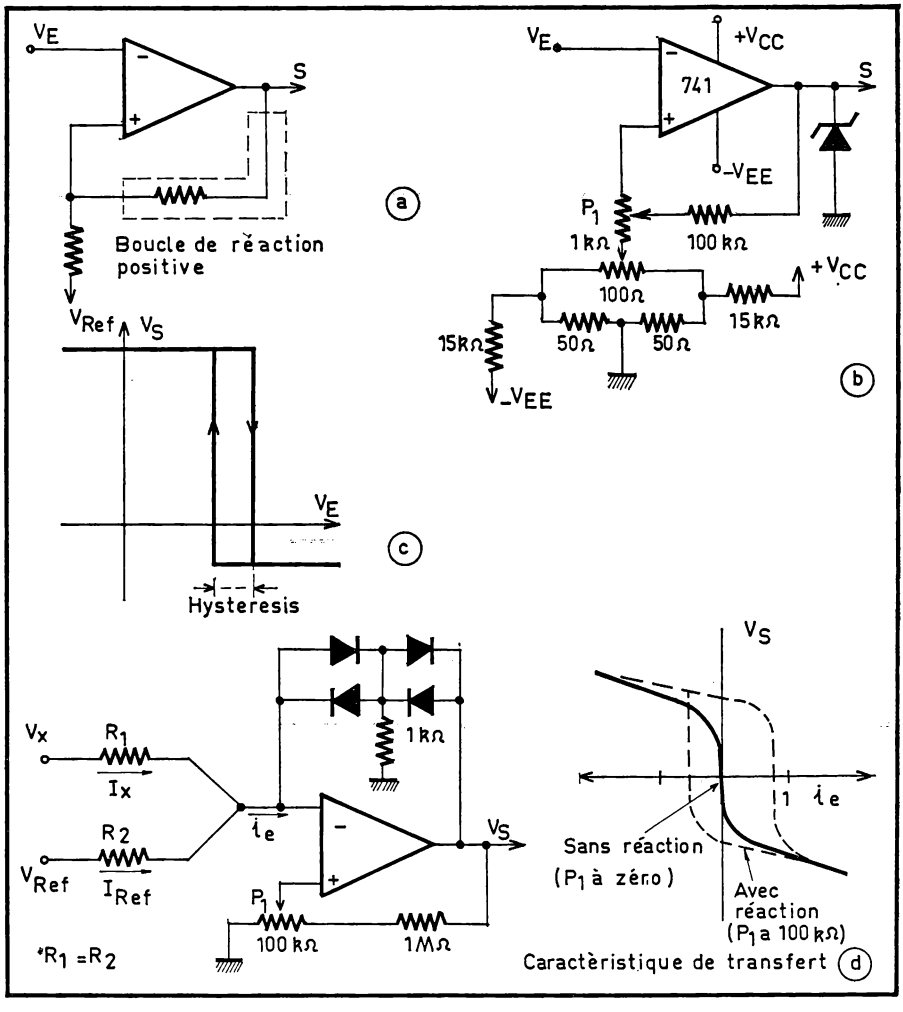


Fig. 10-10. — Un léger taux de réaction positive appliqué à un comparateur le transforme en trigger (a). **Un potentiomètre P_1 peut être utilisé pour doser ce taux de réaction** (b) **et par là même, modifier la valeur de l'hystérésis** (c) **dont le montage est affecté. En** (d) **comparateur universel (tensions, courants ou résistances).**

la tension de sortie peut être écrêtée au moyen d'une diode de Zener ou de deux Zeners montées tête-bêche selon que l'on désire un écrêtage assymétrique ou au contraire symétrique. Il est également possible de rendre l'hystérésis réglable au moyen d'un potentiomètre (fig. 10-10 *b*). C'est sur un principe analogue que fonctionne le comparateur de tensions (si la référence est une tension et les deux résistances R_1 et R_2 égales), de courant (si la référence est une source à courant constant et $R_1 = R_2$) ou de résistance (si R_1 est remplacée par la résistance étalon R_E et R_2 par la résistance R_x inconnue, la source étant une alimentation régulée en tension ou en courant) de la figure 10-10 *d*. Rien de particulier à ajouter si ce n'est que la limitation de la tension de sortie est obtenue au moyen de diodes montées dans la boucle de contreréaction.

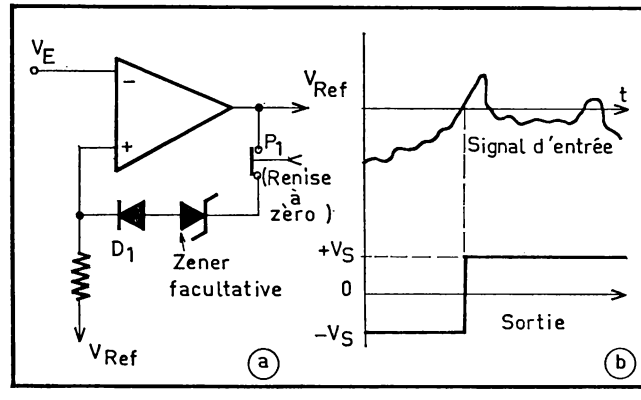


Fig. 10-11. — Détecteur de seuil à mémoire.

Un détecteur de dépassement à mémoire peut également être réalisé selon le montage de la figure 10-11 dans lequel une réaction positive totale n'entre en jeu que lorsqu'une tension d'entrée de valeur suffisante aura permis de dépasser le seuil de conduction de la diode (simple ou Zener) introduite dans la boucle de réaction. Dès ce seuil passé, la réaction est totale, il faudra ouvrir la boucle au moyen du poussoir P pour ramener le montage dans son état d'origine.

Un comparateur simple, sans réaction peut aussi bien recevoir sa tension de référence sur l'entrée + ou l'entrée —. Si nous montons en parallèle deux comparateurs identiques dont l'un reçoit sa tension de référence sur la borne inverseuse et l'autre sur la borne non-inverseuse, nous réalisons un comparateur à deux limites (*Window Discriminator*) dont la tension de sortie sera basse pour une certaine gamme de tensions d'entrée (comprise entre $V_{ref\ 1}$ et $V_{ref\ 2}$) et haute pour toute tension située à l'extérieur de cette fenêtre *(Window)* (fig. 10-12).

C'est grâce à l'emploi de deux diodes polarisées au moyen d'un pont alimenté par les tensions de références — V_{ref} et + V_{ref}, que le

discriminateur à deux seuils de la figure 10-13 ne nécessite qu'un unique amplificateur opérationnel. Lorsque la tension d'entrée se situe au milieu de la fenêtre, les deux diodes conduisent également et la tension différentielle entre les points A et B est nulle. Dès que la tension d'entrée atteint une valeur hors limites, l'une des diodes cesse de conduire et la totalité de la tension disponible aux bornes de la résistance R_2 apparaît soit en A, soit en B et la sortie de l'amplificateur bascule. La tension de sortie est limitée au moyen de diodes polarisées. On reconnaît également le dispositif « anti latch-up » déjà décrit au chapitre 4 (page 58) (diode D_S entre les bornes 6 et 8 de l'amplificateur).

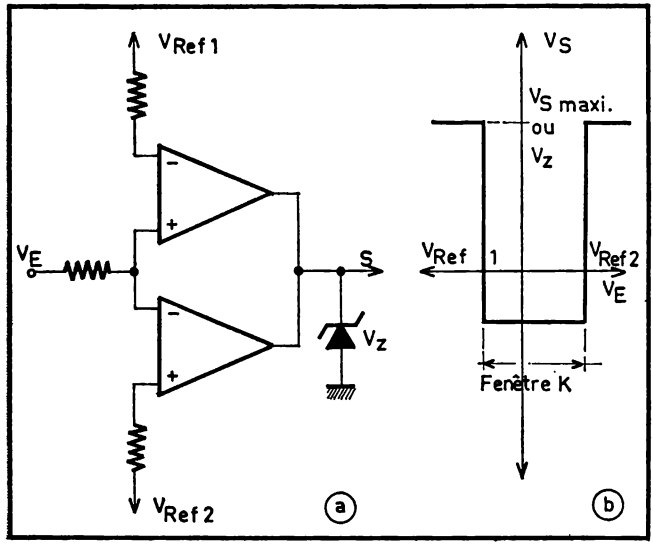


Fig. 10-12. — L'association d'un comparateur non-inverseur et d'un inverseur constitue un comparateur à deux limites (Window Discriminator) (a). **En** (b) **courbe de transfert.**

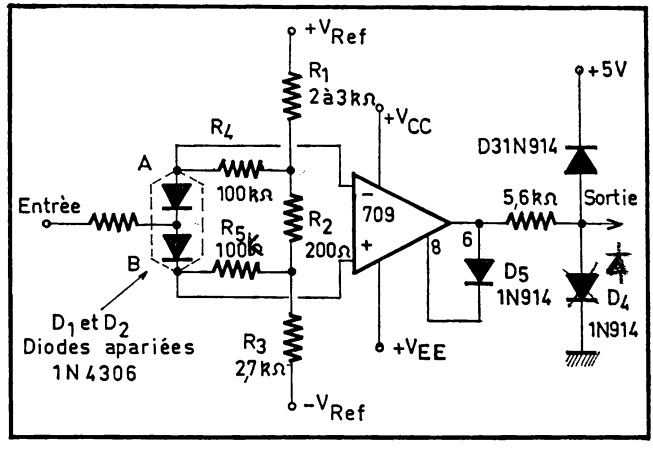


Fig. 10-13. — Le pont comprenant les résistances R_1 à R_5 et les deux diodes D_1 et D_2 permet d'obtenir un détecteur à deux seuils avec un unique amplificateur opérationnel.

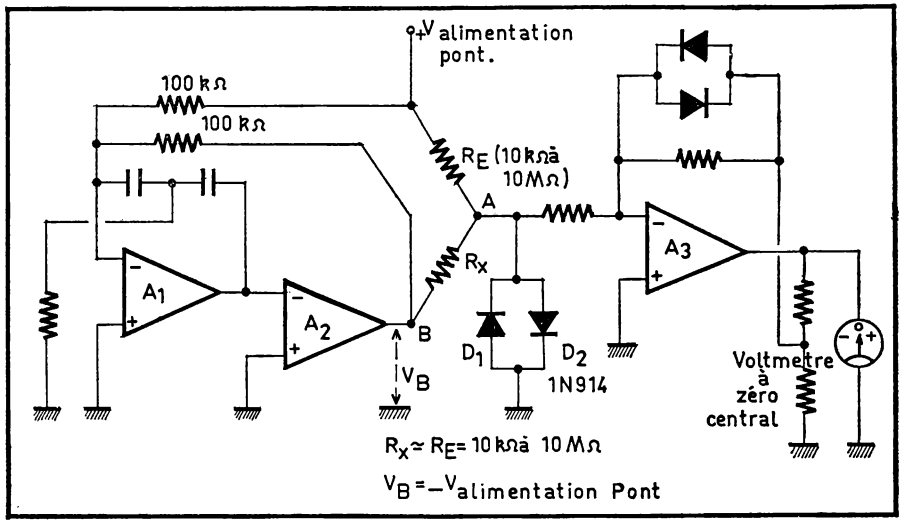


Fig. 10-14. — Ce comparateur de résistances utilise, pour alimenter la résistance inconnue R_X, une « image » de la tension d'alimentation du pont obtenue au moyen des amplificateurs A_1 et A_2 (Doc. Philbrick Nexus).

Un comparateur de résistances est reproduit à la figure 10-14 ; il est destiné à la comparaison d'une sonde résistante R_x à une résistance étalon R_E. La tension de référence est ici remplacée par une « image » de la tension d'alimentation du pont R_E — R_x obtenue au moyen de l'amplificateur intégrateur A_1 suivi du Buffer A_2. Si les deux résistances sont égales, la tension présente en A est nulle et par conséquent la tension de sortie de l'amplificateur de mesure A_3. Toute variation de R_x entraînera une modification du potentiel du point A qui sera amplifiée par A_3. Des diodes d'écrêtage du signal d'entrée D_1 et D_2 et de limitation du gain de A_3 (D_3 et D_4) sont prévues pour éviter la surcharge de l'appareil de mesure.

Montages dérivés du trigger : Bistables et monostables.

Si nous augmentons le taux de réaction d'un trigger au-delà d'une certaine limite, l'hystérésis sera telle qu'il sera nécessaire d'appliquer à l'entrée une tension égale (ou même supérieure) et de polarité opposée à celle de premier basculement pour ramener le montage dans son état d'origine. Nous aurons réalisé ainsi un montage à mémoire dont les deux états pourront être commandés par des impulsions de sens opposé (fig. 10-15).

Si nous introduisons un condensateur en série avec la résistance de réaction d'un trigger, celui-ci se présentera d'abord comme un court-circuit et le trigger basculera pour revenir de lui-même dans l'état

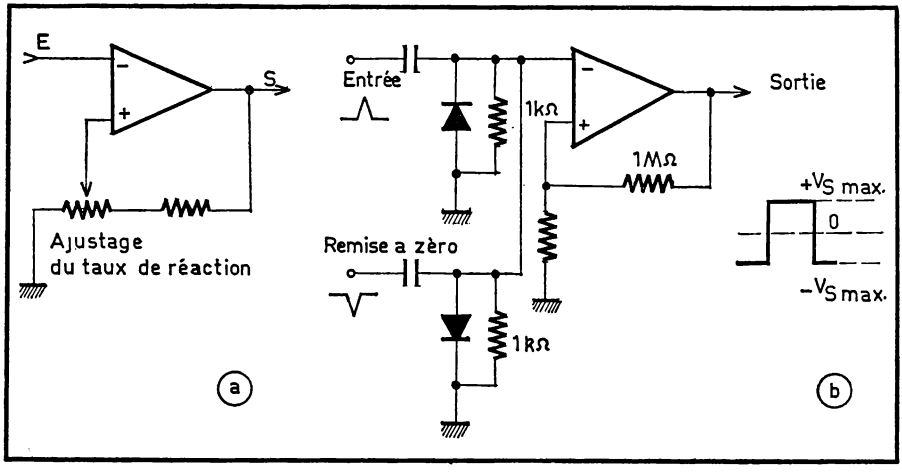


Fig. 10-15. — En augmentant le taux de réaction d'un trigger on le transforme en bistable (a). **En** (b) **l'un des modes de commande possible d'un bistable à amplificateur opérationnel.**

initial lorsque, le condensateur étant chargé, la boucle de réaction se trouvera automatiquement ouverte. Le condensateur se décharge ensuite de lui-même et le montage est prêt pour basculer de nouveau à la prochaine impulsion de commande. Nous avons réalisé l'équivalent d'un monostable (fig. 10-16 *a*).

Il est une seconde méthode pour obtenir un monostable avec un amplificateur opérationnel : shunter par une diode le condensateur d'un multivibrateur (fig. 10-16 *b*) (ce dernier montage sera étudié plus loin). Au repos l'amplificateur est saturé et sa sortie est à un potentiel

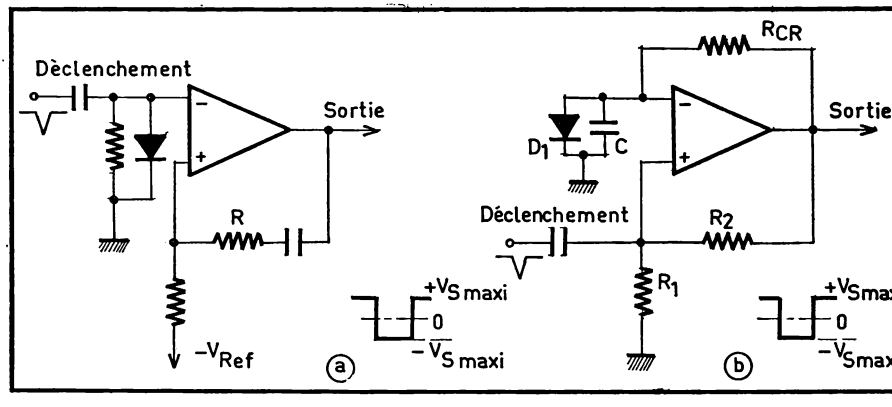


Fig. 10-16. — Deux modes de réalisation d'une bascule monostable au moyen d'un amplificateur opérationnel : (a) **en montant un condensateur en série avec la résistance de réaction ;** (b) **Shunter par une diode le condensateur d'un multivibrateur.**

$+ V_{S\,max}$ voisin de $+ V_{CC}$. Une impulsion négative appliquée à l'entrée inverseuse fait basculer la tension de sortie de $+ V_{CC}$ à $- V_{EE}$ ce qui va provoquer la charge du condensateur C selon la loi exponentielle bien connue de constante de temps $R_{CR}.C$, la diode D_1 étant polarisée en inverse. Lorsque la tension aux bornes de C atteindra la valeur $- V_S \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ le montage rebasculera dans l'état d'origine. Cette fois-ci la diode D_1 étant polarisée en direct, le condensateur ne pourra se recharger dans le sens inverse et le montage se maintiendra dans cet état jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion de synchronisation en provoque de nouveau le basculement. Le temps de basculement de ce second montage est donné par la formule :

$$\tau = C.R_{CR}\ \mathrm{Log_n}\ [(1 + R_2/R_1)\ (1 + V_D/V_S)]$$

dans laquelle V_D est la chute de tension directe aux bornes de la diode et V_S la valeur absolue de la tension $- V_{s\,max}$.

Générateurs de signaux.

MULTIVIBRATEURS.

Les multivibrateurs réalisés selon les techniques classiques (tubes, transistors, circuits intégrés logiques, etc.) fournissent un signal de sortie qui ne varie qu'entre 0 V et une tension voisine de $+ V_{CC}$.

Ce qui fait l'intérêt des multivibrateurs à amplificateurs opérationnels, c'est qu'ils délivrent un signal symétrique par rapport au potentiel de la masse, c'est-à-dire variant entre une tension voisine de $+ V_{CC}$ et une autre proche de $- V_{EE}$. Le schéma de principe en est très simple, on le trouvera à la figure 10-17 *a*.

Supposons que le signal de sortie est d'abord positif, depuis un temps suffisant pour que le condensateur C soit chargé à une tension voisine de celle imposée à l'entrée positive (non-inverseuse) de l'amplificateur par le diviseur de tension $R_1 - R_2$. Lorsque cette tension sera atteinte — ou dépassée de quelques millivolts — la tension de la sortie va s'inverser brusquement et passer à $- V_{S\,max}$. Le condensateur va alors se décharger, puis se recharger en sens inverse jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne — ou dépasse légèrement — celle présente sur la borne non-inverseuse. Nouvelle inversion de la tension de sortie, charge en sens inverse de C, etc. Et le cycle se reproduira tant que le montage sera alimenté avec une fréquence de récurrence donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\ RC\ \mathrm{Log}\ (1 + 2\ R_1/R_2)}$$

Si une impulsion de la polarité opposée à la tension de sortie est appliquée à l'entrée « Synchro » un peu avant la fin de la charge de C, le montage basculera prématurément. Il est ainsi possible de synchroniser le multivibrateur sur un signal extérieur tout comme son homologue à transistors.

Les montages 10-17 *b* et *c* sont des perfectionnements du schéma de principe que nous venons de décrire.

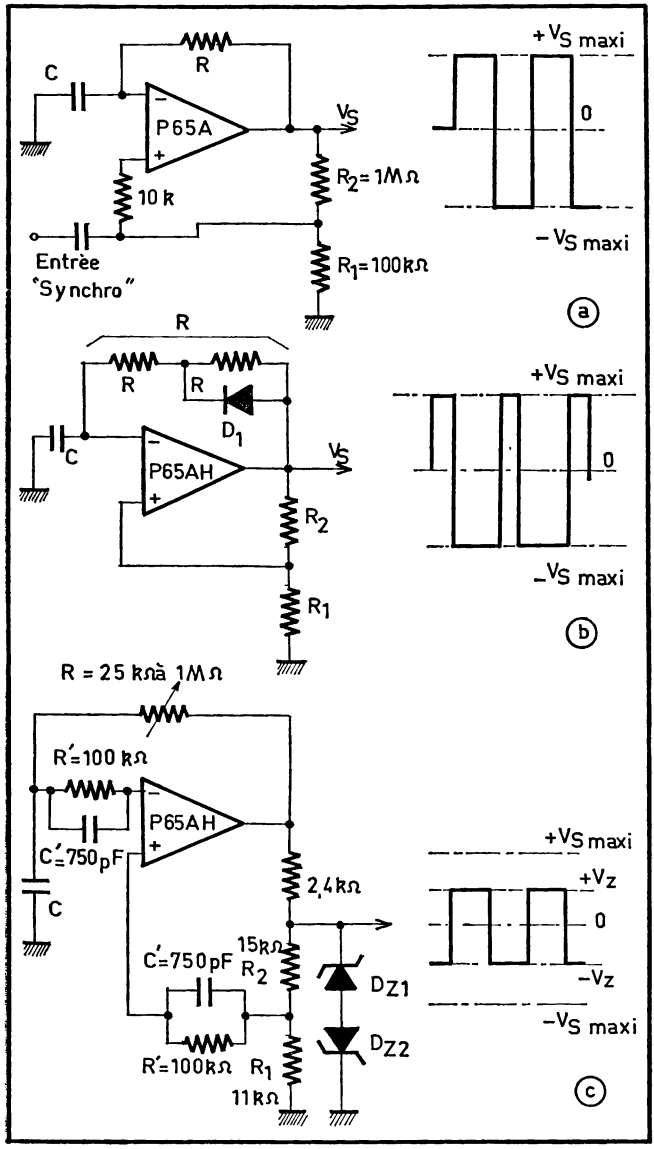


Fig. 10-17. — Multivibrateur à amplificateur opérationnel : (a) schéma de principe, (b) la résistance R étant fractionnée en deux parties, dont l'une shuntée par une diode, les deux alternances du signal de sortie ne sont plus d'égale durée, (c) des circuits RC accélérateurs permettent d'obtenir des temps de montée plus bref.

Dans le premier la résistance R est fractionnée en deux parties R' et R" et l'une des deux fractions est shuntée par une diode D_1 pour l'une des polarités du signal de sortie, alors que pour la polarité inverse le condensateur voit les deux résistances R' et R" en série, la diode étant polarisée dans le sens de non-conduction. La fréquence d'oscillation sera alors :

$$f = \frac{1}{R'C + C\,(R' + R'')\,\mathrm{Log}\,(1 + 2\,R_1/R_2)}$$

Notons que le sens de branchement de la diode D_1 dépend de la demi-période (positive ou négative) dont on désire raccourcir la durée. On a même la possibilité, si on le désire, de faire varier le rapport cyclique du signal (rapport de la demi-période la plus courte à la période totale) en recourant au montage de la figure 10-18 dans lequel les voies de charge et de décharge du condensateur sont séparées au moyen de diodes.

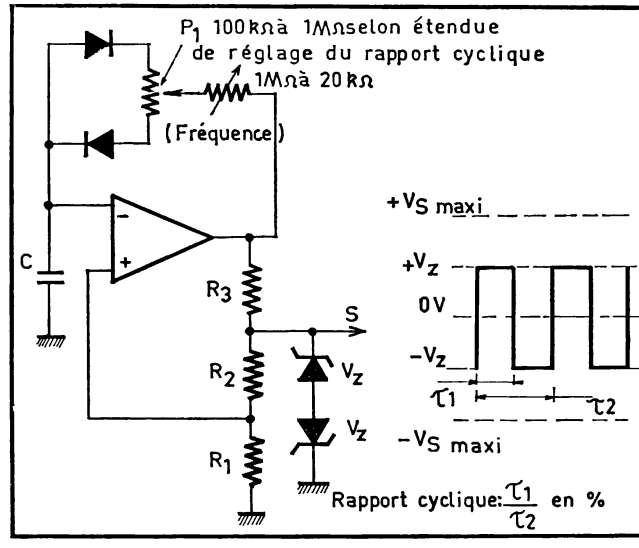


Fig. 10-18. — Multivibrateur à rapport cyclique réglable.

Un potentiomètre P_1 permet le réglage du rapport cyclique sans pour autant modifier la fréquence. Dans le montage (C), pour obtenir un signal à front plus raide, la saturation de l'amplificateur est évitée grâce aux diodes de Zener D_{Z1} et D_{Z2} montées tête-bêche. Un circuit R'C' est placé en série avec les entrées de l'amplificateur. Avec les valeurs du schéma, la fréquence de récurrence sera donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,RC}$$

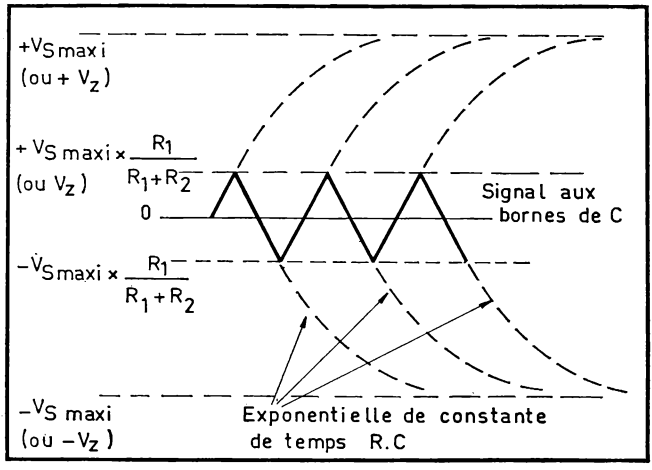


Fig. 10-19. — Le signal recueilli aux bornes du condensateur d'un multivibrateur à amplificateur opérationnel est triangulaire.

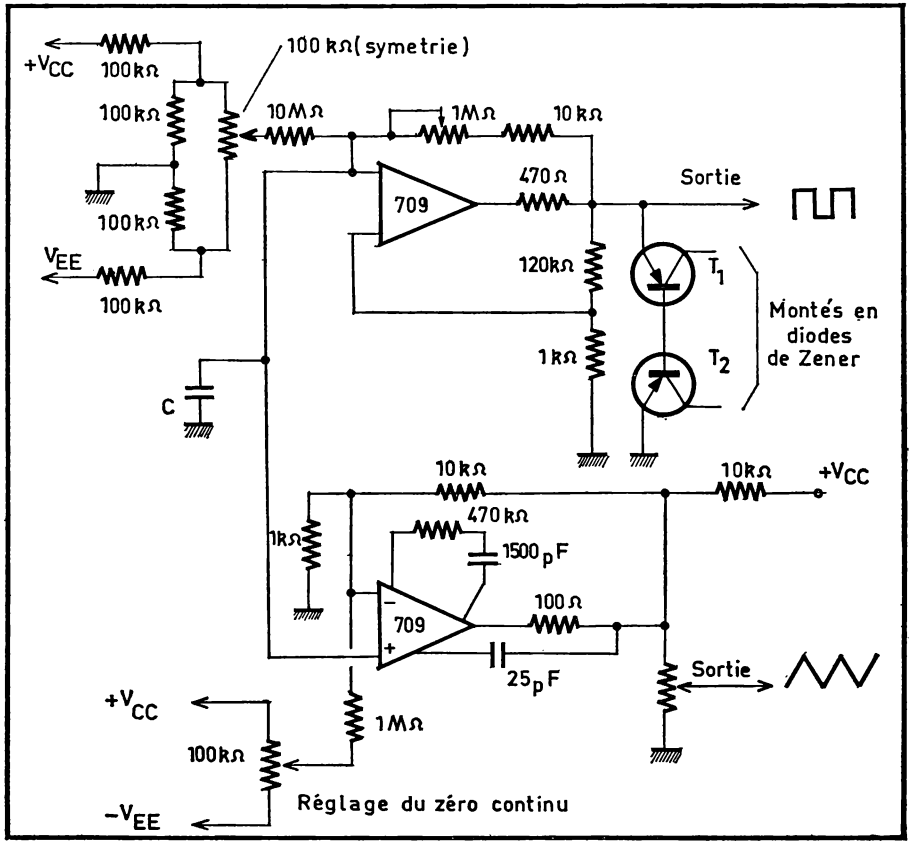


Fig. 10-20. — Un multivibrateur associé à un amplificateur non-inverseur — donc à très haute impédance d'entrée — qui simplifie la tension triangulaire présente aux bornes du condensateur C, constitue un générateur de fonctions simple.

GENERATEURS DE SIGNAUX TRIANGULAIRES.

Si nous branchons un oscilloscope aux bornes du condensateur C d'un multivibrateur à amplificateur opérationnel, nous observons un signal triangulaire qui sera d'autant plus linéaire que le rapport R_1/R_2 sera petit, c'est-à-dire que le taux de réaction sera plus faible. En effet, comme le montre la figure 10-19, le condensateur C se charge selon une exponentielle de constante de temps RC et la tension à ses bornes tend vers $V_{S\,max}$. Plus le basculement se produira tôt, c'est-à-dire plus petite sera la tension présente sur l'entrée (+) de l'amplificateur par rapport à $V_{S\,max}$, plus faible sera la portion de cette exponentielle ; donc mieux cette portion de courbe pourra être assimilée à une droite.

En principe, il suffit donc de prélever le signal aux bornes de C et de l'amplifier au moyen d'un amplificateur de gain convenable à très haute impédance d'entrée (montage non-inverseur) pour obtenir simultanément un signal carré (rapport cyclique 50 %) et un signal triangulaire à rampes ascendantes et descendantes symétriques ou un signal rectangulaire (rapport cyclique différent de 50 %) et un signal triangulaire à rampes dissymétriques. C'est sur ce principe que fonctionne le générateur de fonctions simplifié de la figure 10-20.

Il est une autre méthode pour obtenir un signal triangulaire (plus linéaire que celui délivré par le montage précédent). Il consiste à rétrocoupler un intégrateur sur lui-même à travers un trigger de Schmitt selon le montage de la figure 10-21. Le fonctionnement en est aisé à saisir :

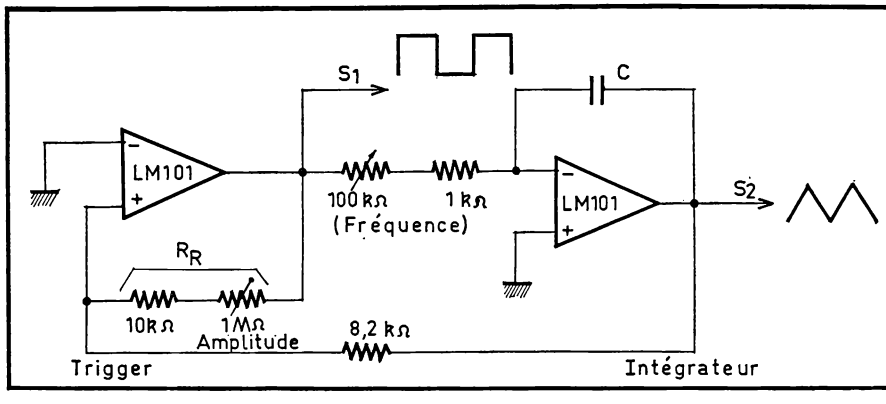


Fig. 10-21. — Une autre méthode pour fabriquer un signal triangulaire : un intégrateur associé à un trigger.

Supposons la rampe du signal de sortie ascendante, ce qui implique que la tension de sortie du trigger soit négative. Lorsque le seuil de basculement pour les valeurs croissantes de la tension d'entrée dudit

trigger sera atteinte, il basculera et sa sortie deviendra brusquement positive, d'où inversion du sens de charge de C et naissance d'une rampe descendante jusqu'à ce que le seuil de basculement pour les valeurs décroissantes de la tension d'entrée soit atteinte et entraîne un nouveau basculement, ainsi de suite.

C'est l'hystérésis du trigger, ajustée en agissant sur la valeur de la résistance de réaction R_R qui détermine l'amplitude du signal d'entrée. Cette amplitude définie une fois pour toutes, le réglage de

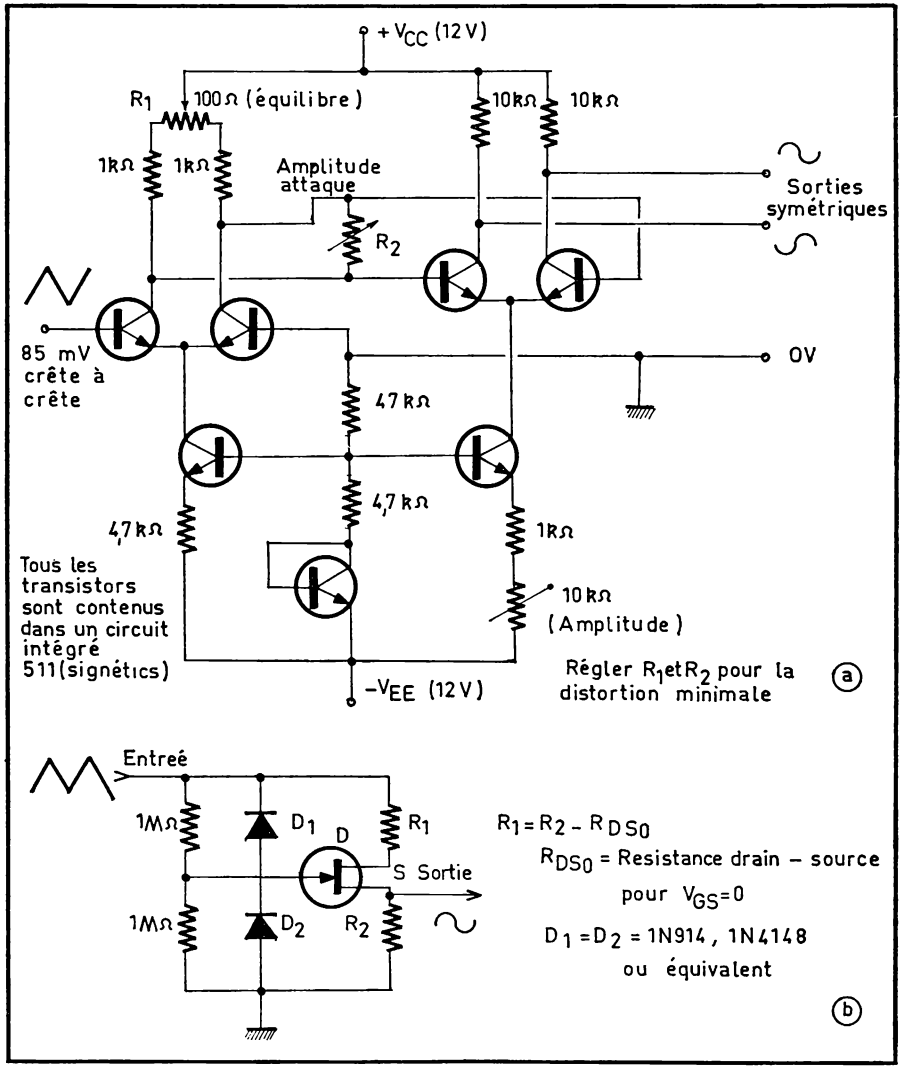


Fig. 10-22. — La caractéristique non linéaire de transistors bipolaires (a) **ou à effet de champ** (b) **peut être mise à profit pour transformer un signal triangulaire en un signal très proche de la sinusoïde.**

la fréquence sera sans action sur elle. Pour atteindre des basculements plus rapides du trigger par saturation évitée, on pourra limiter sa tension de sortie au moyen de diodes de Zener, comme dans les montages précédemment décrits.

GENERATEURS SINUSOIDAUX.

Il est diverses manières d'obtenir une onde sinusoïdale. La vogue croissante de générateurs de fonctions a incité les chercheurs à tenter d'obtenir une sinusoïde à partir d'un signal triangulaire, plus facile à obtenir « pur et sans tache » aux très basses fréquences, tentative parfaitement réussie du reste, grâce aux opérateurs à diodes tels que ceux décrits au chapitre 8, figure 8-45.

Avec un maximum de 12 diodes (6 pour les alternances négatives et autant pour les alternances positives) et un réseau R.C. de polarisation de ces diodes correctement calculé, on parvient à obtenir un signal sinusoïdal très pur (distorsion harmonique de l'ordre de 0,3 % environ).

Avec deux fois 4 diodes, la distorsion est encore inférieure au pour cent (0,6 % aux basses et très basses fréquences), résultat difficilement atteint avec les oscillateurs classiques.

Si l'on admet un taux de distorsion un peu plus élevé (1 à 2 %), il est également possible de mettre à profit la caractéristique logarithmique $I_C = f(V_{BE})$ de transistors ou celle, quadratique $I_D = f(V_{GS})$ de transistors à effet de champ qui, dans une certaine fraction de la courbe, peuvent être assimilées à une portion de sinusoïde (fig. 10-22).

Les oscillateurs sinusoïdaux peuvent se classer en trois grands groupes :

— *Les filtres sélectifs non inverseurs rétrocouplés.* C'est dans cette catégorie que se classent les oscillateurs à T ponté et à double T dont la figure 10-23 donne le schéma de principe en (*a*) et une réalisation pratique en (*b*).

C'est parce que la fréquence sur laquelle le double T est accordé est déphasée par ce réseau de 180° qu'elle se retrouve injectée en phase à l'entrée, compte tenu du déphasage de 180° introduit par l'amplificateur. Vu le nombre des éléments qui déterminent la fréquence, l'oscillateur à double T ne présente d'intérêt que comme générateur à fréquence fixe. L'impédance de sortie à l'accord étant relativement élevée, il est utile, pour rendre la fréquence indépendante de la charge, de coupler cet oscillateur au circuit d'utilisation à travers un buffer.

— *Les oscillateurs à pont de Wien,* plus classiques, dont la figure 10-24 donne le schéma de principe en (*a*) et une réalisation pratique à amplitude stabilisée par transistor à effet de champ en (*b*).

Ces oscillateurs offrent l'avantage de ne comporter, pour l'ajustage de la fréquence, que deux résistances d'égale valeur qui peuvent dans un générateur à fréquence variable être constituées par un potentio-

mètre double. La théorie montre qu'à la limite, pour avoir une oscillation absolument pure, il faudrait que le pont constitué par R_1C_1 — R_2C_2 — R_3 et R_4 soit parfaitement en équilibre pour la fréquence :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2\,C_1C_2}}$$

[absence de tension entre les points A et B du schéma (*a*)] et que l'amplificateur ait un gain infini. Le rôle de l'élément non linéaire R_4

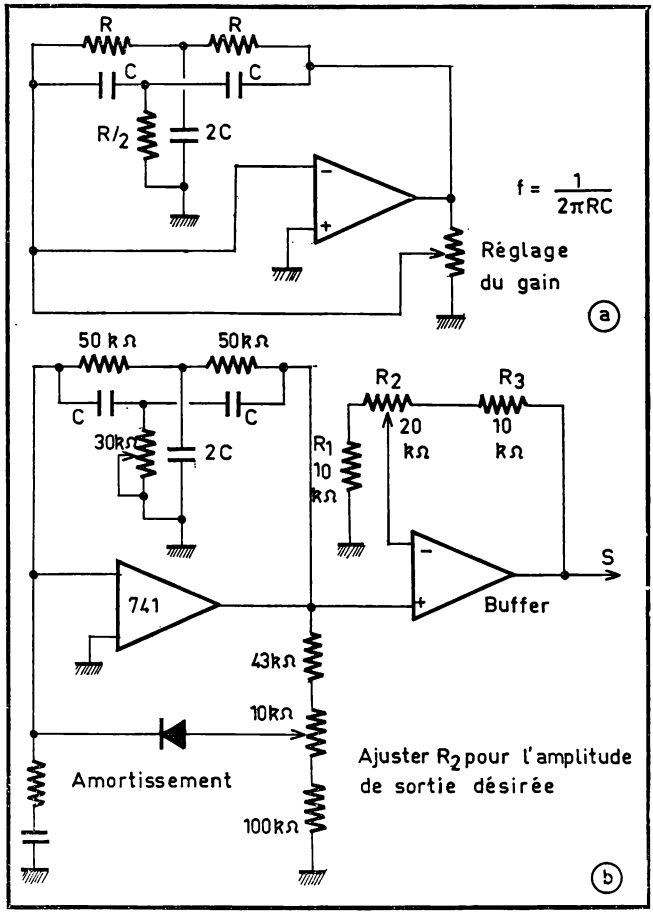


Fig. 10-23. — Schéma de principe (a) **et montage pratique** (b) **d'un oscillateur sinusoïdal à pont en double T.**

(on utilise souvent le filament d'une lampe à incandescence) est de maintenir, quelle que soit la fréquence d'accord, le pont juste assez près de l'équilibre pour que le montage s'approche au maximum des conditions idéales. Dans le schéma (*b*) on n'agit plus sur l'accord du pont pour maintenir le circuit à la limite de l'accrochage (condition

nécessaire, comme dans tout oscillateur, pour obtenir une onde pure) mais on utilise un dispositif de réglage du gain à transistor à effet de champ.

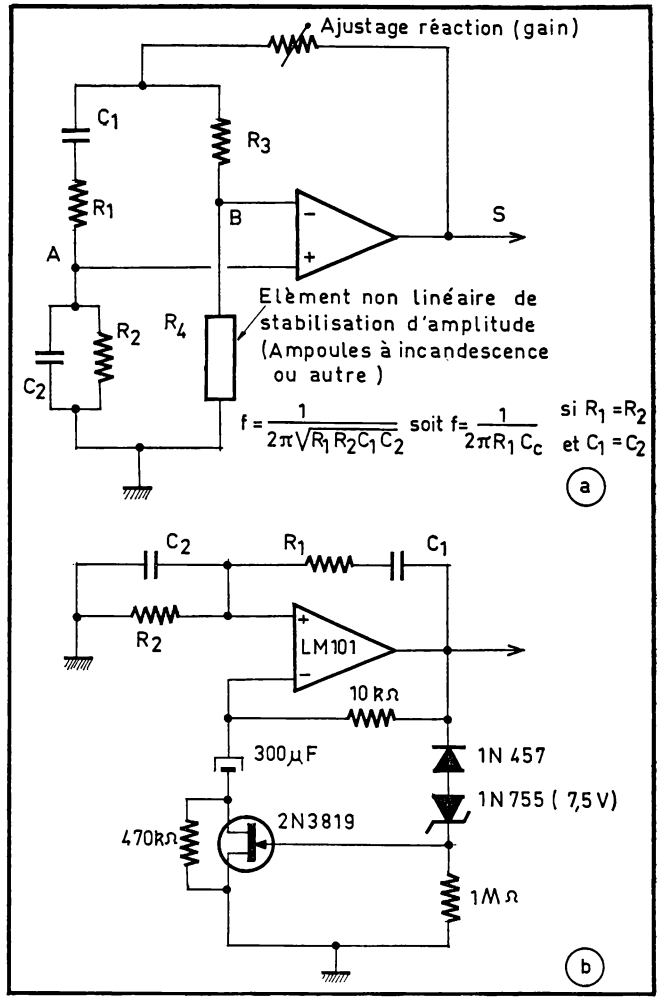


Fig. 10-24. — Schéma de principe (a) **et montage pratique à tension de sortie stabilisée par T.E.C. d'un oscillateur sinusoïdal à pont de Wien.**

— *Les oscillateurs à déphasage* (fig. 10-25). Si l'on réinjecte la tension de sortie d'un amplificateur inverseur à l'entrée à travers un réseau RC déphaseur, l'ensemble entrera en oscillation sur la fréquence pour laquelle le déphasage apporté par le réseau sera exactement de 2π (180°) si l'amplificateur présente un gain suffisant pour compenser l'atténuation due au réseau.

Le calcul montre que pour un réseau à trois sections identiques la fréquence d'accord est donnée par les relations :

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

pour le schéma (*a*) et

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

pour le schéma (*b*) (1).

et que l'atténuation du réseau pour cette fréquence est de 29 (environ 26 dB) ; c'est-à-dire que le gain de l'amplificateur devra être au moins égal à 26 dB.

S'il est le plus couramment utilisé, le réseau à trois sections égales n'est pas le seul possible. On a réalisé des montages avec des réseaux à 2, 4 et 5 étages. Pour le réseau à 4 étages la fréquence d'accord est donnée par la formule :

$$f = \frac{0{,}837}{2\pi RC}$$ (fig. 10-26 *a*).

Mais en augmentant le nombre des étages du réseau on augmente également la difficulté de son établissement.

Il est également possible de réaliser des réseaux dans lesquels les impédances des éléments (R et 1/C) ont des valeurs croissantes en allant de l'entrée vers la sortie selon une progression géométrique de raison n (fig. 10-26 *b* et *c*). Dans le cas du réseau à 3 étages la fréquence d'oscillation est donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{2\pi \text{ R.C. } \sqrt{3 + 2/n + 1/n^2}}$$

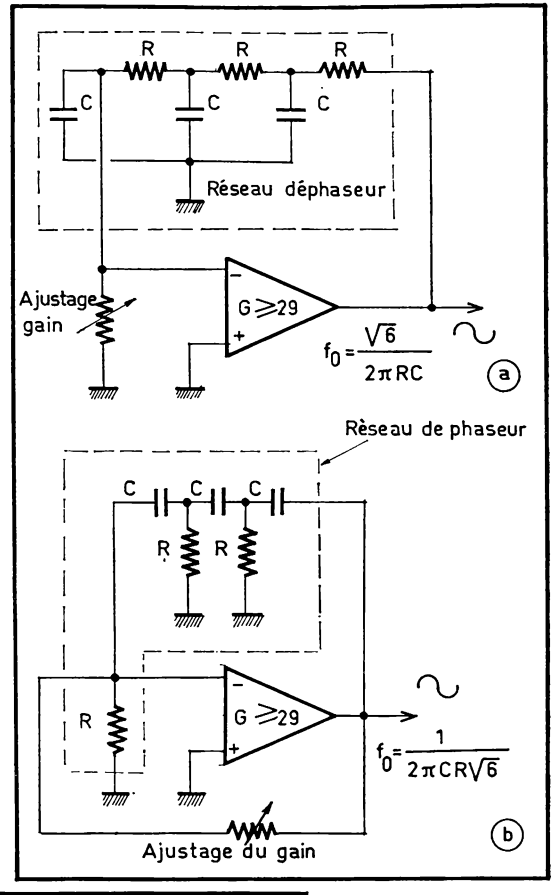
et l'atténuation du réseau :

$$K = [(3 + 2/n + 1/n^2) \,.\, (3 + 2/n)] - 1$$

Le réseau déphaseur apportant un filtrage suffisant, il devient aisé de maintenir constante l'amplitude de sortie au moyen de simples diodes d'écrêtage (diodes polarisées ou Zener). La distorsion ainsi créée est en très grande partie éliminée par le filtre, ce qui conduit au

(1) Remarquons que si le premier montage (a) permet la réalisation aisée d'oscillateurs dont la fréquence peut être réglée par condensateur variable à rotor commun non isolé, pour une même fréquence f_0 la valeur de la résistance R est avec cette disposition 6 fois plus élevée que dans celle du schéma (b). On utilisera donc la première dans les oscillateurs à fréquence relativement élevée et le second en B.F. et T.B.F.

Fig. 10-25. — Dans leur principe ces deux oscillateurs à réseau RC de déphasage sont identiques, seul diffère le sens du déphasage qui, dans les deux cas doit atteindre 180° pour la fréquence d'accord.



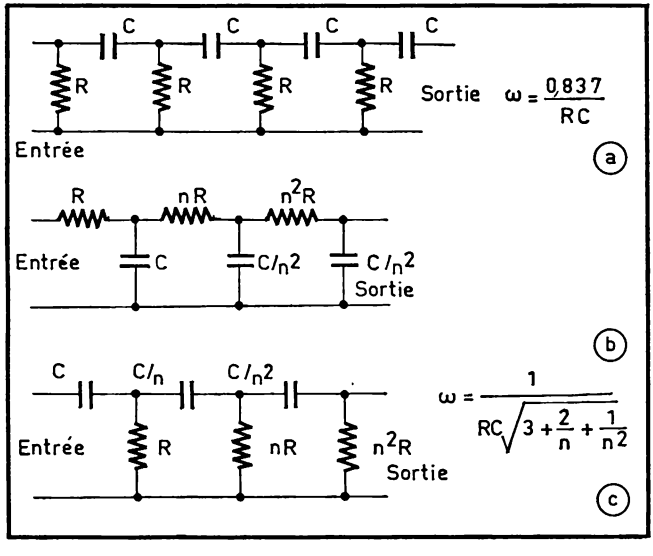


Fig. 10-26. — Le réseau déphaseur peut comporter quatre cellules identiques ou encore des cellules dont les valeurs des éléments vont croissant (ou décroissant) de l'entrée vers la sortie selon une loi logarithmique.

schéma de la figure 10-27 *a* dans lequel le signal de sortie n'est que très peu distordu malgré la présence des diodes de Zener D_Z. Il est toutefois préférable de séparer les fonctions d'amplification, de filtrage et d'écrêtage en utilisant le montage de la figure 10-27 *b* dans lequel l'amplificateur opérationnel non-inverseur A_1 associé à un réseau déphaseur à 3 ou 4 cellules constitue l'élément « filtre » tandis qu'un second amplificateur (A_2) monté en inverseur-écrêteur introduit le déphasage de 2 π nécessaire et limite la tension de sortie. Si l'on choisit pour A_1 un modèle à haute impédance d'entrée (à T.E.C. par exemple) les valeurs de R peuvent être très grandes — jusqu'à 500 MΩ — en utilisant pour C des condensateurs à très faibles pertes (styroflex

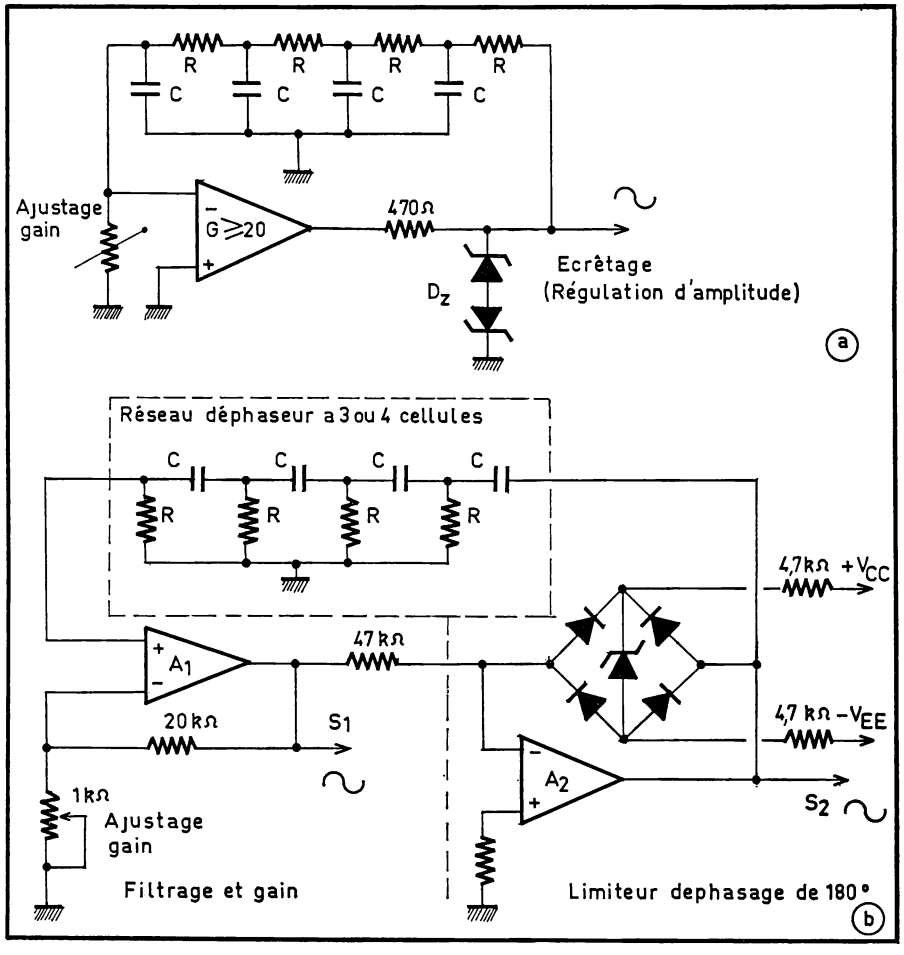


Fig. 10-27. — Le pouvoir filtrant du réseau déphaseur permet de stabiliser la tension de sortie d'un oscillateur à déphasage par simple écrêtage soit directement (a), **soit en séparant les fonctions d'amplification d'écrêtage et de filtrage** (b).

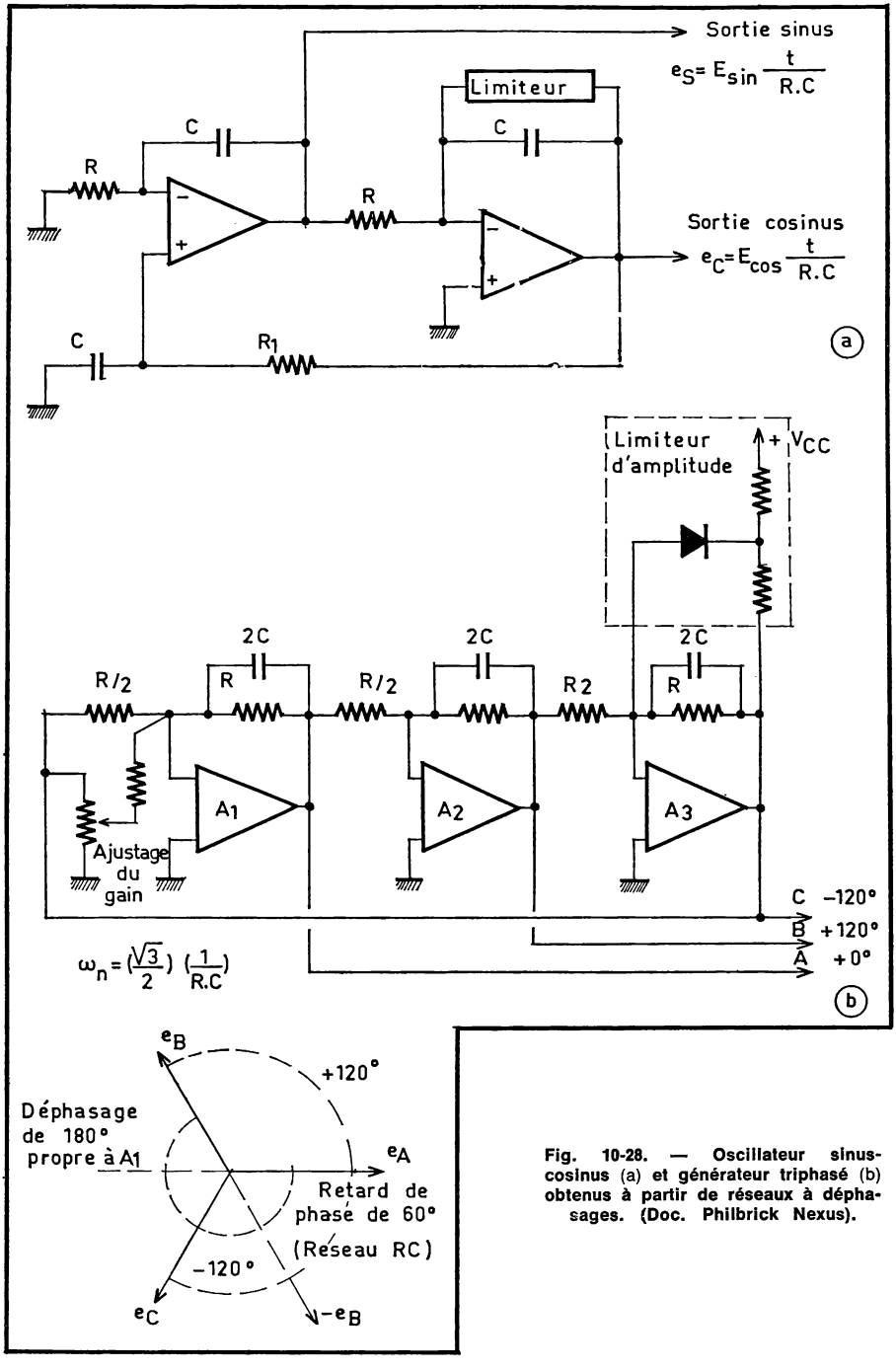


Fig. 10-28. — Oscillateur sinus-cosinus (a) **et générateur triphasé** (b) **obtenus à partir de réseaux à déphasages. (Doc. Philbrick Nexus).**

par exemple) on parvient à obtenir pour C = 10 μF une fréquence d'oscillation de l'ordre de 0,001 Hz avec une distorsion harmonique ne dépassant pas 2,5 %. Résultat impossible à atteindre avec un pont de Wien à cause de la trop faible inertie thermique de l'élément non linéaire stabilisateur d'amplitude.

Dans un réseau à cellules égales, les déphasages apportés par chaque étage sont égaux. Si l'on introduit entre chacune des cellules un élément de gain tel que l'amplitude du signal en chaque point du réseau soit la même on obtient un oscillateur polyphasé dont la figure 10-28 donne deux exemples. En (*a*) c'est un oscillateur sinus-cosinus constitué par deux intégrateurs, l'un inverseur et l'autre non inverseur, rétrocouplés à travers un circuit R_1C de constante de temps très légèrement *supérieure* à celle RC des intégrateurs, de manière à faciliter l'entrée en oscillation. Un circuit limiteur à diodes (voir chapitre 5) permet de maintenir constante la tension de sortie.

Le même principe est applicable à n'importe quel nombre de phases. Dans le montage de la figure 10-28 *b* trois amplificateurs sont montés en boucle. Ils apportent chacun son propre déphasage moins le retard de phase introduit par le réseau RC ce qui fait qu'avec un retard de phase de 60° par étage, chaque étage déphase au total de 120°. On réalise ainsi un oscillateur triphasé.

Montages redresseurs.

La tension de diffusion d'une diode (0,15 à 0,3 V pour une diode au germanium ou 0,5 à 0,7 V pour une diode au silicium) limite singulièrement vers le bas la gamme des tensions capables d'être redressées au moyen de ces diodes. De plus, il en résulte une « zone morte » qui nuit à la précision du redressement dans les dispositifs de mesure. Dans ce domaine, les amplificateurs opérationnels se révèlent particulièrement intéressants. Pour nous en convaincre, il n'est que d'examiner le montage de la figure 10-29. Appliquons à l'entrée une tension sinusoïdale : partant de zéro, la tension à l'entrée de l'amplificateur s'élève d'abord dans le sens positif. Tant que la tension de diffusion de la diode D_1 n'est pas atteinte, la boucle de contreréaction peut être considérée comme ouverte (la diode D_2 polarisée en inverse étant de toute manière bloquée). Le gain de l'amplificateur étant alors égal à celui en boucle ouverte, la tension du point B s'élève très rapidement jusqu'à ce que la tension de diffusion de la diode soit atteinte. Quelle tension doit être celle de l'entrée pour atteindre cette valeur de 0,7 V en B ? Réponse 0,7 V/G_0. Supposons $G_0 = 25\,000$. C'est pour une tension d'entrée de 0,7 V/25 000 $= 28 . 10^{-6}$ V $= 28$ μV que D_1 commence à conduire. A partir de ce moment, la boucle de réaction passant par cette diode est fermée ; les valeurs des résistances R_E et R_{CR1} étant égales, l'amplificateur se comporte comme un amplificateur inverseur, de gain unité, et la tension en B suit la tension d'entrée. Mais D_2 étant polarisée en inverse, on ne recueille aucune tension à la sortie. Exami-

nons maintenant ce qui se passe pour les alternances négatives de la tension d'entrée. Dès que la valeur de 28 μV calculée précédemment est atteinte à l'entrée, la diode D_2 est conductrice et on recueille, à la sortie, une tension égale à la tension d'entrée puisque, alors, l'amplificateur fonctionne avec un gain unité. Nous avons donc réalisé un redresseur presque parfait dont la « zone morte » de la tension d'entrée n'est que de 28 μV (soit, pour une tension d'entrée de 0,7 V efficace $\simeq$ 1 V crête, une erreur de $28 . 10^{-6}$). Précisons que le rôle de la diode D_3 est de protéger l'amplificateur contre d'éventuelles surtensions. Il est intéressant de remarquer que rien ne nous empêche de donner aux résistances R_E et R_{CR} un rapport différent de 1 ; nous pourrons alors réaliser des circuits combinant les fonctions de redresseur mono-alternance et d'amplificateur.

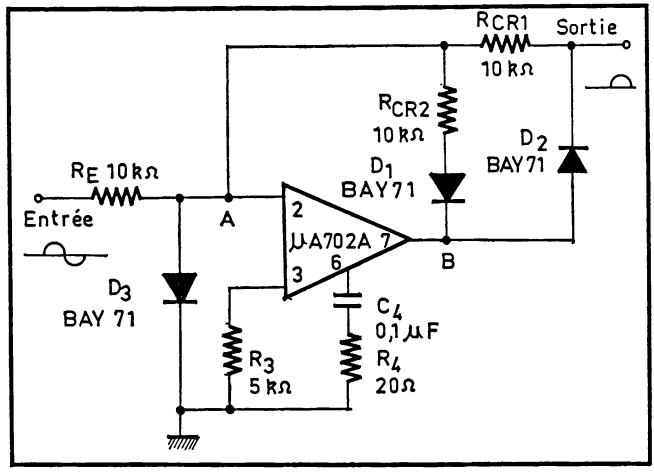


Fig. 10-29. — Schéma d'un redresseur mono-alternance à amplificateur opérationnel (Doc. Fairchild).

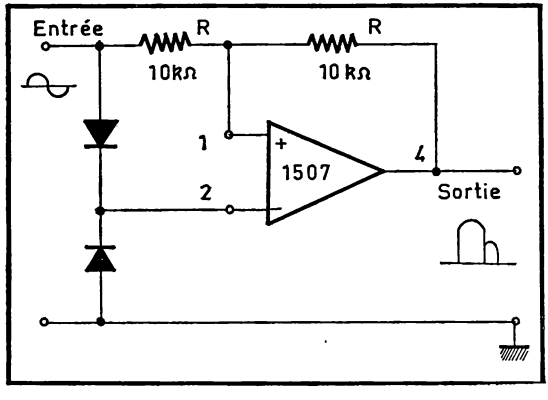


Fig. 10-30. — Montage simple pour le redressement double alternance, le fonctionnement en est imparfait.

Le redressement des deux alternances est également possible. Le montage le plus simple est celui de la figure 10-30. Dans le cas d'une alternance négative, celle-ci est appliquée uniquement à l'entrée inver-

seuse d'un amplificateur inverseur de gain unité. On recueille donc en sortie une alternance positive de même amplitude. Prenons, maintenant, le cas d'une alternance positive : elle est appliquée à l'entrée non-inverseuse à travers une diode. Le gain de l'amplificateur étant également de 1, on recueille en sortie une alternance positive d'amplitude presque égale. Pourquoi presque ? Parce qu'il existe entre les deux entrées une tension différentielle égale à la tension de diffusion de la diode. Ce montage constitue donc un redresseur assez imparfait. Il peut être amélioré par l'addition d'un second amplificateur opérationnel (fig. 10-31). Le premier amplificateur fonctionne en redresseur mono-alternance avec inversion, et le second comme un circuit additionneur. Pour une alternance négative, la tension de sortie du redresseur est zéro ; mais cette alternance est appliquée directement à travers la résistance R_{10} à l'entrée du sommateur. La sortie est donc une alternance positive de même amplitude. Pour les alternance positives d'entrée, la sortie du redresseur est une alternance négative de même amplitude. La résultante au point de sommation A de l'additionneur est une alternance négative égale à la moitié de l'amplitude du signal d'entrée — puisque $R_8 = R_{10}/2$. Mais du fait du rapport $R_8/R_6 = 2$, le gain du sommateur est alors de deux et on retrouve, en sortie, une alternance positive de même amplitude qu'à l'entrée. La précision du redresseur est alors égale à celle des valeurs des résistances R_1, R_2, R_6, R_8 et R_{10}.

Ce dernier montage n'est pas cependant sans présenter quelques inconvénients :

— Il subsiste une erreur sur les alternances positives due au fait de la soustraction des signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur A_1.

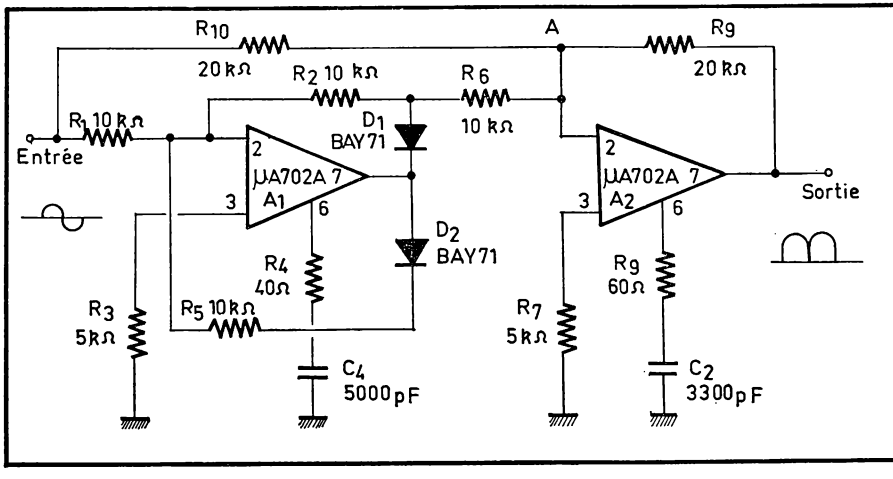


Fig. 10-31. — Grâce à l'emploi d'un second amplificateur opérationnel le redressement double alternance obtenu avec ce montage s'approche plus de la perfection. (Doc. Fairchild).

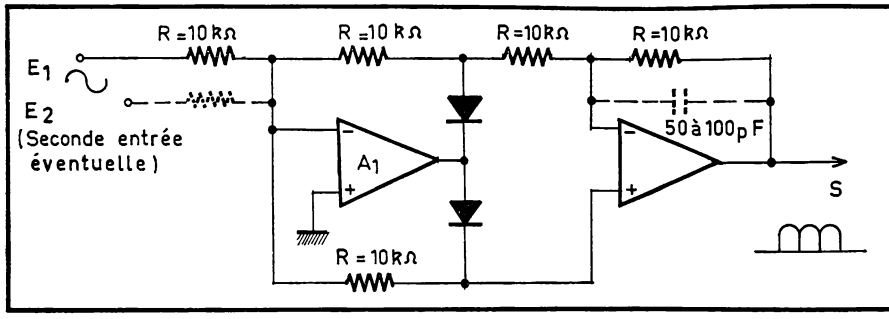


Fig. 10-32. — Bien que plus simple que les précédents, ce redresseur double alternance, qui ne met en œuvre que des résistances d'égale valeur, est cependant d'un fonctionnement plus sûr.

— Le montage ne peut fonctionner en sommateur.
— Deux amplificateurs étant commandés en parallèle, l'impédance d'entrée est relativement basse.
— Toutes les résistances du montage n'étant pas de la même valeur, il est moins aisé de les aparier.

Alan G. Lloyd propose une amélioration qui, de plus, va dans le sens de la simplicité, en recourant au schéma de la figure 10-32 dans lequel toutes les résistances ont la même valeur. Le montage est de plus capable de fonctionner en sommateur. Il peut être nécessaire, pour lui assurer une excellente stabilité, de shunter le second amplificateur opérationnel par un condensateur de quelques dizaines de picofarads.

A partir de ces montages on passe au convertisseur tension alternative - tension continue en shuntant le second amplificateur par un condensateur de forte valeur (fig. 10-33).

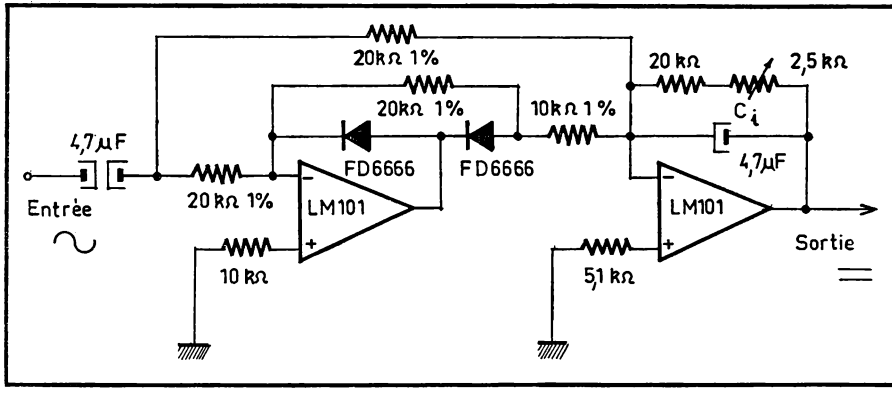


Fig. 10-33. — Par simple adjonction d'un condensateur d'intégration C_i de forte valeur en parallèle sur le second amplificateur d'un redresseur double alternance, on le transforme en convertisseur alternatif-continu. (Doc. National Semiconductor).

Le montage redresseur double alternance est parfois appelé « amplificateur de valeur absolue » puisque, quelle que soit la polarité du signal d'entrée, le signal de sortie lui est proportionnel mais *toujours de même signe*. Nous donnons à la figure 10-34 une version simplifiée d'amplificateur de valeur absolue dont le gain dépend, comme dans tout amplificateur inverseur, du rapport des résistances R_E et R_{CR}.

L'impédance d'entrée élevée du montage suiveur permet de l'utiliser comme détecteur de tension de crête à mémoire (fig. 10-35). Le condensateur C, de haute qualité se charge à travers la diode D_1 à la tension positive (avec le sens des diodes dans ce cas particulier) la plus élevée qui se présente à l'entrée et la tension de sortie conserve cette valeur (au signe près) aussi longtemps que le montage n'aura pas été remis à zéro par la décharge du condensateur C. La diode D_2 montée en contreréaction a pour effet de compenser la chute de tension aux bornes de D_1 et la résistance R_1, ramenée à $+ V_{CC}$, de compenser le courant d'offset de l'amplificateur.

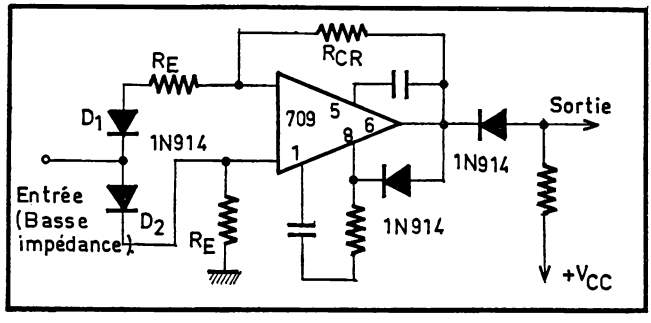


Fig. 10-34. — Montage simple d'amplificateur de valeur absolue.

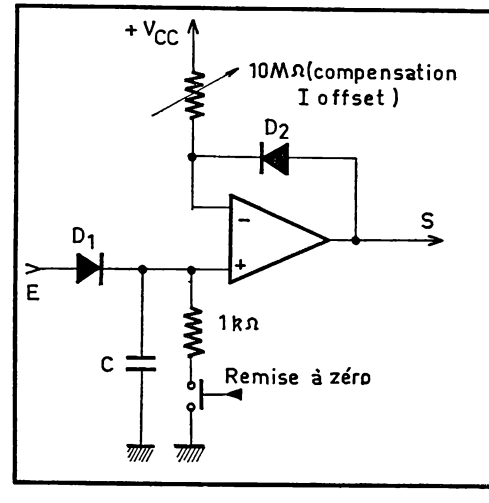


Fig. 10-35. — Le condensateur C se chargeant à la tension la plus élevée qui se présente à l'entrée, ce montage constitue un détecteur de crête à mémoire.

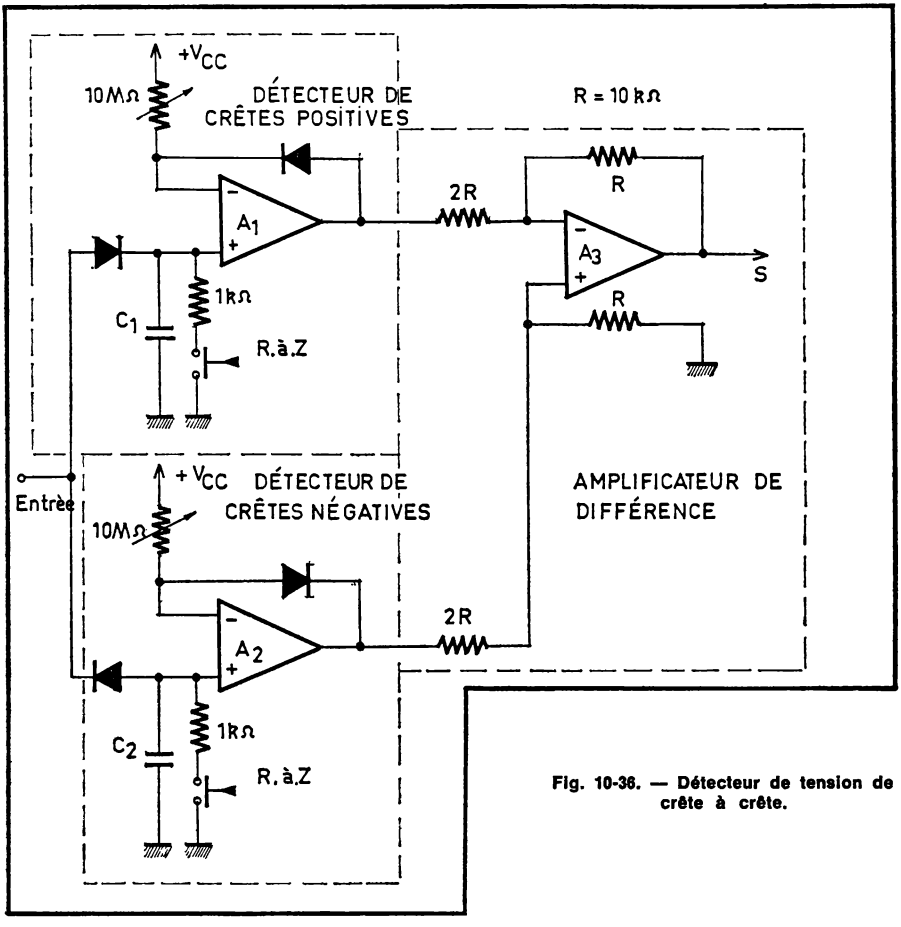


Fig. 10-36. — Détecteur de tension de crête à crête.

Deux étages semblables, un pour tension positive et l'autre pour tension négative, dont les sorties sont comparées par un amplificateur de différence (A_3) constituent un détecteur de tension de crête à crête à mémoire (fig. 10-36).

Il est évident que ces deux montages donneront des résultats d'autant meilleurs que les amplificateurs A_1 et A_2 auront des courants de polarisation plus faibles et que les condensateurs C_1 et C_2 seront à faible perte.

Références de tension ou de courant. Alimentations stabilisées.

La commercialisation de circuits intégrés spécialisés pour la régulation de tension a quelque peu fait perdre de l'intérêt à l'emploi

des amplificateurs opérationnels pour la réalisation d'alimentations stabilisées. Cependant, vu le faible prix des amplificateurs opérationnels intégrés, il peut être avantageux, pour des questions de simplification des stocks ou la normalisation des composants entrant dans une fabrication, d'avoir recours à eux.

On utilise ces éléments dans trois types de dispositifs :

LES REFERENCES DE TENSION DANS LESQUELLES LA TENSION DE REFERENCE fournie par une diode de Zener est reproduite à la sortie d'un amplificateur opérationnel.

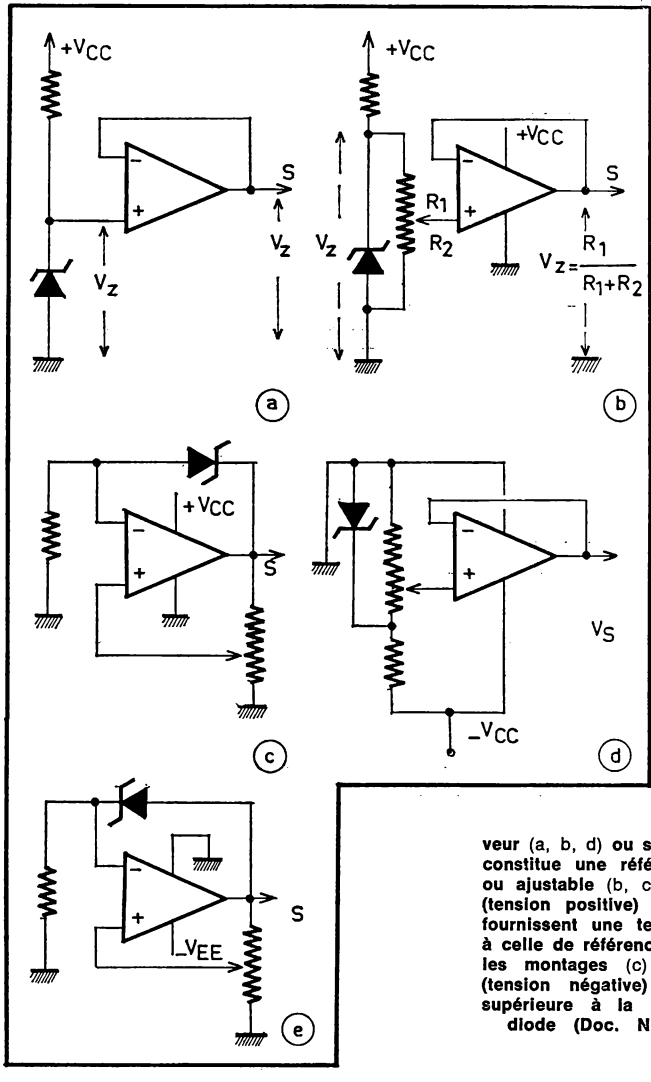


Fig. 10-37. — Associé à une diode de Zener, un amplificateur opérationnel monté en suiveur (a, b, d) ou selon les montages (c et e) constitue une référence de tension fixe (a) ou ajustable (b, c, d, e). Les montages (b) (tension positive) et (d) (tension négative) fournissent une tension égale ou inférieure à celle de référence de la Zener. Par contre, les montages (c) (tension positive et (e) (tension négative) délivrent une référence supérieure à la tension de Zener de la diode (Doc. National Semiconductor).

Plusieurs types de montages peuvent être utilisés :

— Le montage suiveur de la figure 10-37 dont la tension de sortie, toujours plus petite ou égale à celle fournie par la référence, peut être rendue variable en prélevant aux bornes d'un potentiomètre une fraction seulement de la tension présente aux bornes de la diode de Zener (fig. 10-37 *b*). Ce montage est particulièrement intéressant pour l'obtention de faibles tensions, car on sait que ce sont les diodes de Zener dont la tension de coude se situe entre 7,5 et 10 volts qui offrent la meilleure caractéristique de régulation en fonction des variations de la tension d'entrée (fig. 10-38).

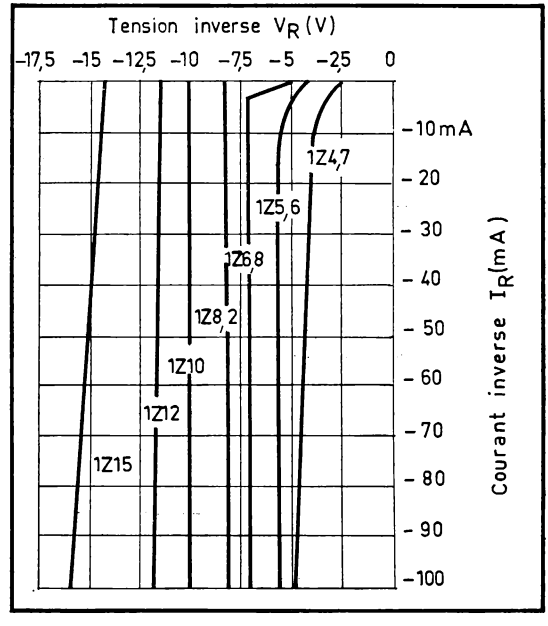


Fig. 10-38. — Ce sont les diodes dont la tension de Zener se situe entre 7,5 et 10 V qui présentent les meilleures caractéristiques de régulation.

— On peut également monter la diode de référence dans la boucle de contreréaction (fig. 10-37 *c*). Dans ce cas la tension de référence fournie par le montage est généralement supérieure à la tension de Zener de la diode.

Ces deux dispositifs peuvent être utilisés pour l'obtention d'une tension de référence positive comme dans les montages précédents, ou pour fournir une tension de référence négative (fig. 10-37 *d* et *e*).

Une excellente régulation peut être obtenue en alimentant les diodes de Zener à partir du courant constant délivré par un régulateur à amplificateur opérationnel. On sait en effet, que pour une diode donnée, il est une valeur du courant qui la traverse pour laquelle le coefficient de température est pratiquement nul (courbes de la figure 10-39 *b*). En alimentant la diode avec un courant ajusté sur cette valeur on parvient à des coefficients de température extrêmement

faibles. Les références de tension délivrées par le montage de la figure 10-39 *b*, basée sur ce principe, présentant, avec les diodes utilisées et le courant de 7,5 mA retenu, un coefficient de température ne dépassant pas 0,0005 % (soit $5 . 10^{-4}$) par degré centigrade. Avec d'autres diodes, il faudrait naturellement déterminer, en fonction des caractéristiques publiées par le constructeur, le courant pour lequel le coefficient de température s'annule. Il est à noter que ce sont les diodes dont la tension de Zener se situe entre 4,7 et 6,8 volts qui pré-

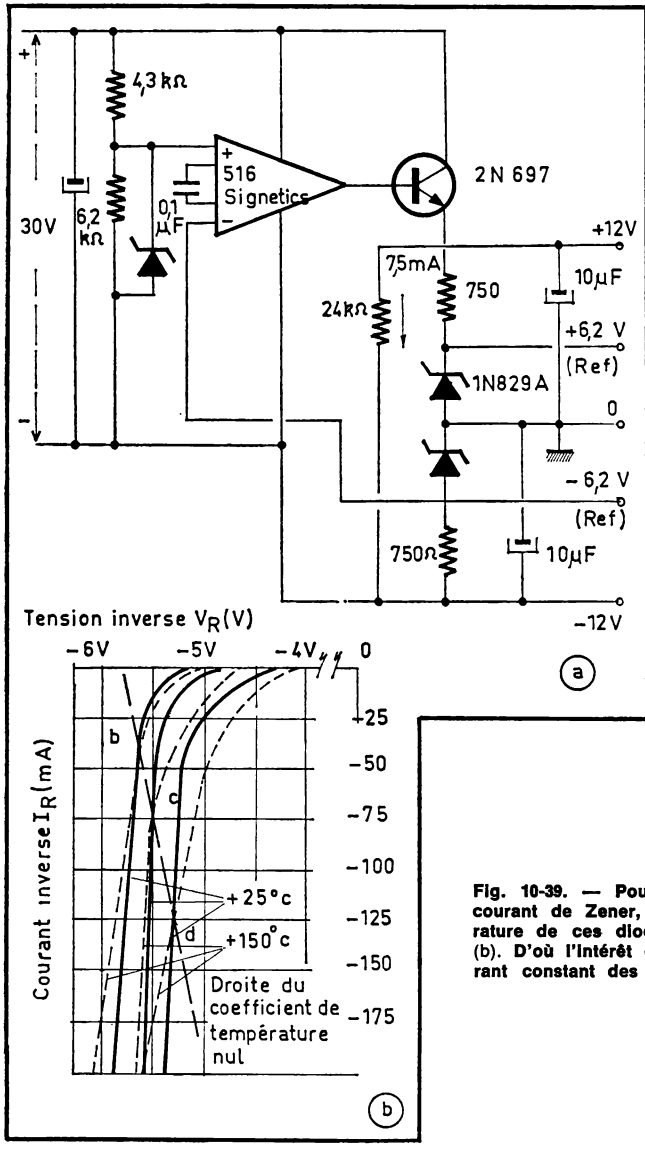


Fig. 10-39. — Pour une valeur donnée du courant de Zener, le coefficient de température de ces diodes est pratiquement nul (b). D'où l'intérêt d'une alimentation à courant constant des diodes de référence (a).

sentent le point idéal de coefficient de température quasi-nul pour les plus faibles courants. Il va sans dire que la référence de tension délivrée par le montage n'est stable qu'à condition de ne pas le charger ou de lui imposer une charge constante dont il sera tenu compte dans le réglage de la source de courant d'alimentation mais rien n'empêche,

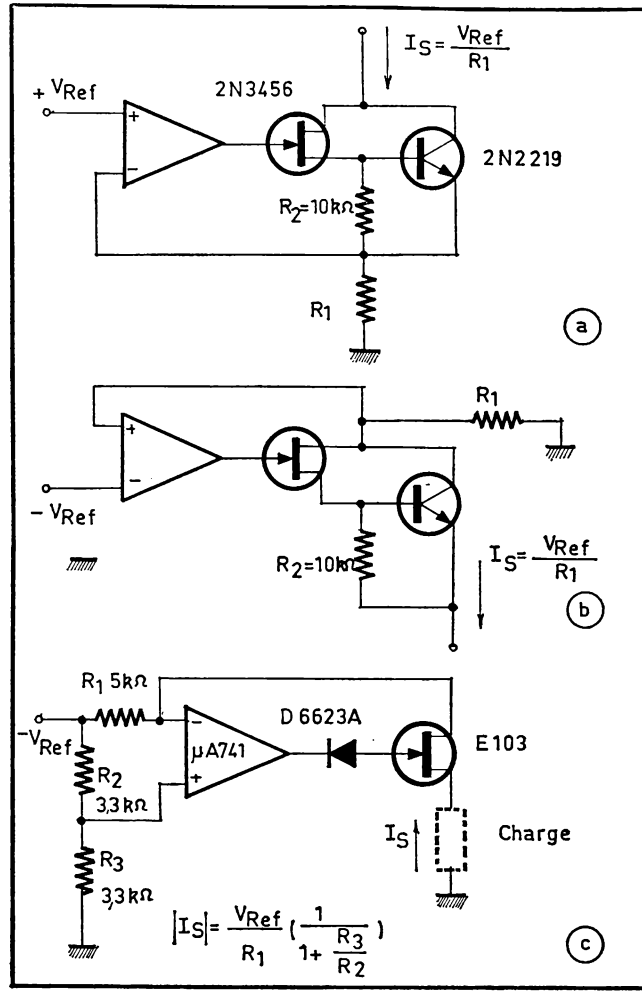


Fig. 10-40. — En fournissant, au moyen d'un amplificateur opérationnel une tension de référence (laquelle peut être fournie par l'un des montages des figures 10-37 et 10-39) à un pseudo-Darlington à transistor à effet de champ et transistor bipolaire (a et b) **ou même à un simple T.E.C.** (c) **on obtient un générateur de courant constant. Le sens du courant fourni peut être inversé selon le mode de montage de l'amplificateur opérationnel** (a et b) **ou la polarité du canal du T.E.C. utilisé** (c). **(Doc. National Semiconductor).**

et il est même recommandé, d'isoler la référence des circuits d'utilisation au moyen d'un montage suiveur de tension capable du débit désiré.

LES GENERATEURS A COURANT CONSTANT DE REFERENCE (*fig. 10-40*) qui le plus souvent, utilisent un transistor à effet de champ, lui-même commandé par un amplificateur opérationnel, pour maintenir constant le courant délivré par un transistor bipolaire. La valeur

du courant de référence délivré en sortie est donnée par la relation :

$$I_S = \frac{V_{ref}}{R_1}$$

Cette source peut être considérée comme présentant une impédance infinie pour des tensions de sortie comprises entre la tension maximale supportée par le transistor (BV_{CER}) (tension inverse de claquage du transistor) et une tension négative d'environ 1 V par rapport à la tension de référence V_{ref}.

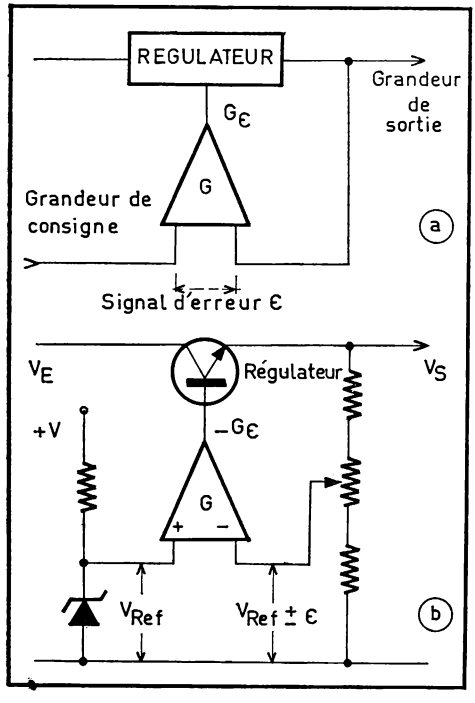


Fig. 10-41. — Schéma général de principe d'un régulateur (a) et d'un régulateur de tension (b).

La figure 10-40 *c* fournit un autre exemple de montage capable de débiter un courant constant ajustable en fonction du pont diviseur R_2 — R_3 selon la relation :

$$I_S = \frac{V_{ref}}{R}\left[\frac{1}{1 + (R_3/R_2)}\right]$$

En inversant la polarité de la diode D_1 et en substituant un T.E.C. à canal P à celui à canal N utilisé, le montage peut également être

utilisé avec une source de tension de référence positive pour fournir un courant de sens inverse (1).

ALIMENTATIONS STABILISEES.

Comme tout dispositif de régulation, une alimentation stabilisée fonctionne selon le schéma général de principe de la figure 10-41 *a*. La grandeur de sortie à réguler est comparée en permanence à une grandeur de consigne servant d'étalon de référence. Il est ainsi détecté un signal d'erreur ε qui est amplifié pour être appliqué en contre-réaction au régulateur proprement dit. C'est donc comme amplificateur de tension d'erreur que l'amplificateur opérationnel trouve sa principale application dans les dispositifs d'alimentation stabilisée, en tension comme en courant, selon le schéma de la figure 10-41 *b*. Une fraction de la tension de sortie — fournie par un diviseur de tension résistant — très voisine de la tension de référence — fournie directement (ou indirectement au moyen d'un des montages décrits plus haut) par une diode de Zener — est comparée en permanence avec cette dernière. La tension d'erreur ε est amplifiée par l'amplificateur opérationnel de gain G pour commander avec la phase voulue le transistor ballast de régulation.

Deux exemples pratiques de ce montage sont fournis par la figure 10-42. En (*a*) nous avons la tout à fait classique alimentation stabilisée 5 V — 150 ou 250 mA, selon le transistor ballast utilisé (destinée par exemple à des circuits de logique TTL).

Le montage (*b*) est un peu plus sophistiqué : pour éviter les réactions de la charge sur la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel de mesure de la tension d'erreur, ce dernier est alimenté séparément à partir d'une source à part V_1. De plus, un dispositif de régulation en courant permet, ou bien de limiter automatiquement le courant de court-circuit à la valeur maximale admise par le transistor ballast, ou bien de fonctionner en source régulée en courant avec une impédance de source de 30 kiloohms environ.

Le courant de sortie produit une chute de tension aux bornes de l'ensemble de résistances $R_7 + P_2$, ce qui a pour effet de provoquer la conduction du transistor T_3 lorsque la tension de seuil de la diode base-émetteur de ce transistor est atteinte. Le collecteur de T_3 étant raccordé à la sortie de compensation de fréquence du µA 702, une partie du courant qui devrait normalement traverser le transistor de sortie du circuit intégré est dérivé vers la masse. Ceci a pour effet de limiter le courant délivré par l'amplificateur opérationnel et par conséquent celui des transistors ballast T_2 et T_3. C'est par le réglage du potentiomètre P_2 qu'il est possible d'ajuster le courant maximal de sortie. La tension de sortie, quand à elle, est réglable entre 1 et 24 V au moyen du potentiomètre P_1.

(1) Il est à noter que les Américains distinguent ce qu'ils nomment « Current Source » ((source de courant fournissant un courant *positif*) et « Current Sink » (que l'on pourrait traduire approximativement par consommateur de courant) pour une source de courant *négatif*.

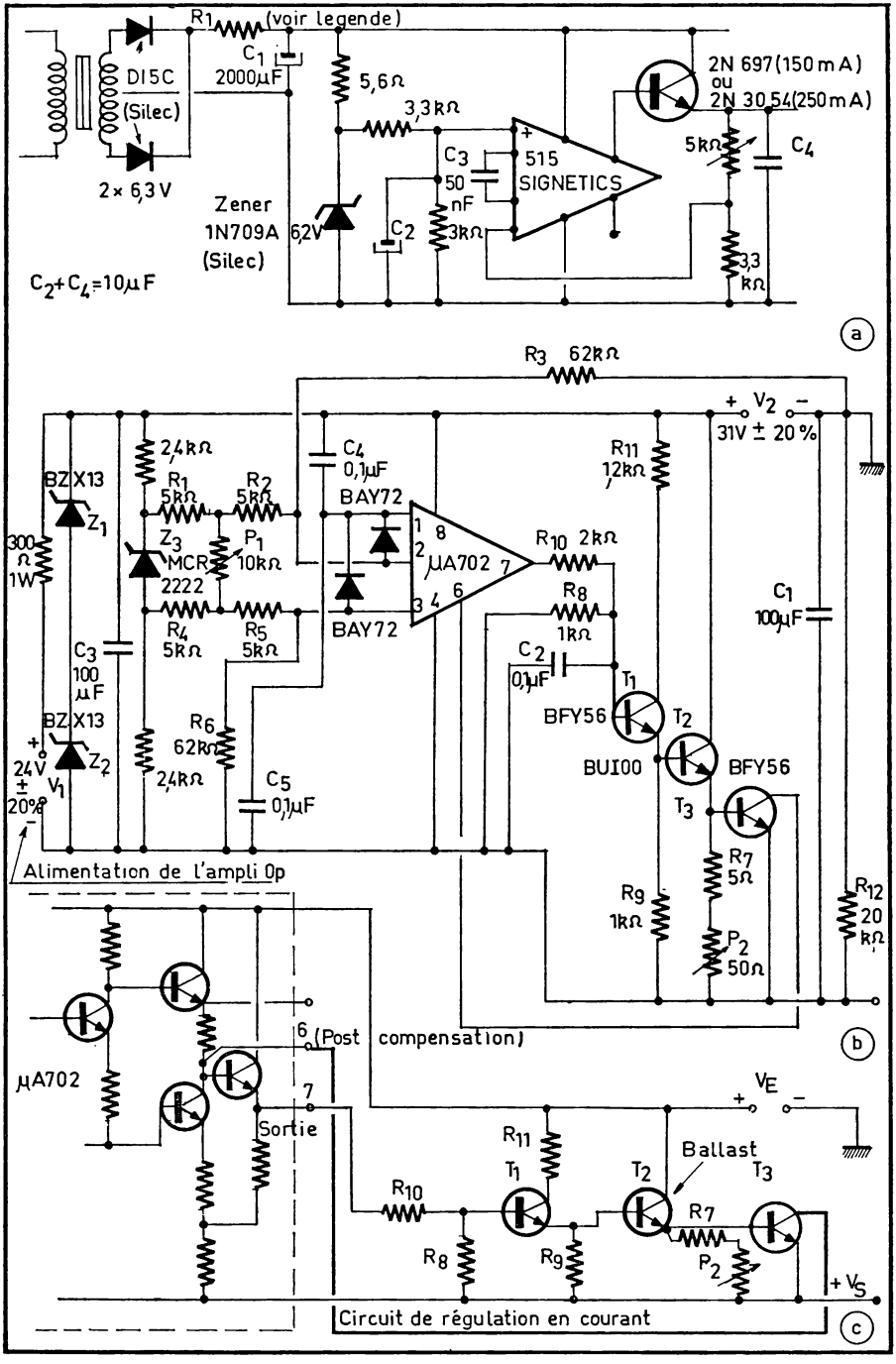


Fig. 10-42. — Alimentations régulées basées sur le principe de la figure 10-41. Le montage (a) est classique, le second (b) comporte deux particularités : alimentation séparée de l'amplificateur opérationnel pour éviter les réactions de la charge sur le fonctionnement de cet amplificateur et dispositif de limitation du débit en court-circuit (dont on trouve en (c) le détail).

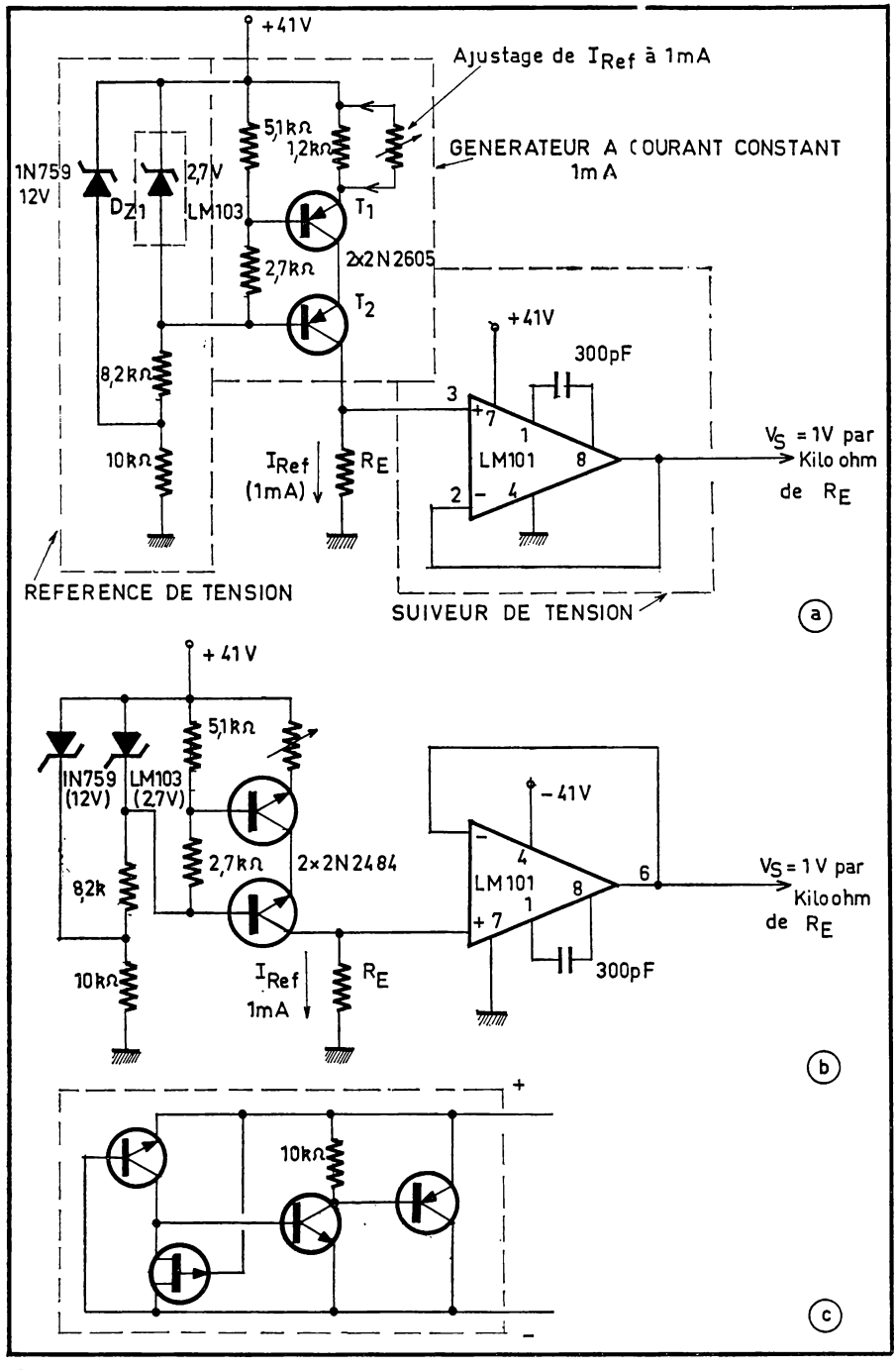


Fig. 10-43. — Un montage suiveur qui reproduit la tension de référence obtenue en faisant traverser une résistance de valeur connue par un courant de référence, constitue une autre forme d'alimentation stabilisée « programmable » (en agissant sur la valeur de R_E) positive (a) **ou négative** (b). **En** (c) **schéma de principe de la pseudo-diode de Zener » LM 103 (National Semiconductor).**

Une autre méthode pour réaliser des alimentations stabilisées consiste en l'emploi de l'amplificateur opérationnel en suiveur de tension. Nous en avons rencontré déjà un exemple dans le testeur d'amplificateurs opérationnels décrits au chapitre 7. Une source de tension de référence est appliquée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur (éventuellement muni d'un « booster » lorsqu'un débit important est nécessaire) monté en simple suiveur de tension. Deux exemples de tels montages sont reproduits à la figure 10-43. Examinons ensemble celui de la figure 10-43 *a* qui fournit une tension de sortie positive. L'amplificateur opérationnel monté en suiveur reproduit fidèlement la chute de tension provoquée aux bornes d'une résistance étalon R_E par le passage du courant de référence fourni par une source régulée en intensité constituée par les transistors T_1 et T_2 montés en série et dont les bases sont maintenues à tension constante grâce à une « pseudo-diode de Zener » LM 103 (fig. 10-43 *c*) elle-même alimentée à partir de la tension régulée par la diode de Zener DZ_1. Le courant qui traverse R_E étant, comme il a déjà été dit, fixé à 1 mA, il suffit de faire varier la valeur de cette résistance entre 0 et 38 kiloohms pour obtenir en sortie une tension variant entre 0 et 38 V.

Le fonctionnement de la source de tension négative (*b*) s'explique d'une manière identique. La tension de sortie délivrée dans ce cas ne peut toutefois être annulée totalement, sa valeur limite minimale étant de — 2 V.

Nous aurons l'occasion de rencontrer un autre type d'alimentation stabilisée par amplificateur opérationnel au prochain chapitre.

Bibliographie

Applications Manual of Operational Amplifiers (Philbrick Nexus).

Principes et Applications des circuits intégrés linéaires. H. Lilen. Editions Radio. 1968.

Manuel d'applications des amplificateurs opérationnels Burr Brown.

Manuel d'applications des amplificateurs opérationnels Fairchild.

Applications of O.E.I. Products (Manuel d'application des amplificateurs opérationnels Optical Electronics Inc. Diffusé par la Société Electronique E.A.T., Paris).

Window Discriminator Built with μA 709. Don Atlas. Electronic Design.

Measuring Air Flow Using a Self. Balancing Bridge. José Miyara. Analog Dialogue. Bulletin publié par Analog Device. Vol. 5, N° 1. Janvier 1971.

Simplified Absolute Value Circuit. Don Atlas. E.D.N. 10 juin 1968.

Ideal Rectifier Uses Equal Value Resistors. Allan G. Lloyd. Electronic Design 20 décembre 1967.

Précision Peak Reading Circuit. E.E. Wheeler. Electronic Engineering. Octobre 1967.

Solid. State Op Amp Measure Kilovlots With 0,05 % Accuracy. T.P. Kohler et E.H. Hudspeth. Electronic Design. 25 décembre 1967.

Current Source Polarity Reversible at Will. Leonard Accardi. Electronic Design.

Ainsi que les notes d'applications R.T.C., National Semiconductor, Signetics, Siemens, etc.

CHAPITRE 11

QUELQUES CONSEILS PRATIQUES

L'ami Œhmichen nous déclarait un jour, qu'il ne pouvait entrer dans un laboratoire, où une « manip » était en cours sur un amplificateur opérationnel, sans que ce dernier se mette immédiatement à accrocher. Pour être excellent technicien, M. Œhmichen n'en est pas moins humoriste à ses heures, et nous le suspectons, d'avoir quelque peu exagéré.

Cependant il ne faut pas perdre de vue que la petite merveille que représente un amplificateur opérationnel intégré, avec ses 10 à 20 transistors lui conférant un gain en tension de 10^4 à 10^6 et dont les connexions d'entrée et de sortie sont rarement distantes de plus de quelques millimètres, peut se montrer extrêmement « chatouilleux ».

Le but de ce dernier chapitre est de rappeler aux utilisateurs d'amplificateurs opérationnels quelques conseils pratiques d'emploi.

Un problème important : celui des masses.

Ronflements et accrochages ont souvent une cause commune : un défaut de conception des masses. Cela est vrai aussi bien pour un amplificateur opérationnel que pour n'importe quel type d'amplificateur à grand gain. Prenons par exemple le cas d'une chaîne haute fidélité constituée par un préamplificateur et un amplificateur, l'un et l'autre alimenté par son propre bloc d'alimentation et reliés l'un à

l'autre au moyen d'un cordon coaxial selon le schéma de la figure 11-1 *a*. Quelque précaution que l'on prenne, les transformateurs d'alimentation présentent entre primaire et secondaire des résistances d'isolement (R_1 et R_2 sur le schéma) et des capacités C_1 et C_2 qui permettent le passage entre le réseau et l'alimentation d'un courant de fuite que nous pouvons raisonnablement évaluer à 10 μA.

Pour faible qu'elle soit, la résistance de la gaine extérieure du cordon qui relie les deux sous-ensembles n'est pas négligeable. Ajoutée à la résistance des contacts, on peut évaluer la résistance totale de la ligne de masse R_M à 0,1 ohm. Parcourue par le courant de fuite de 10 μA, cette résistance présente à ses bornes une chute de tension à fréquence industrielle de — 1 μV qui, comme le montre le schéma équivalent de la figure 11-1 *b*, se trouve insérée en série avec la résistance d'entrée de l'amplificateur de puissance. Fort heureusement, dans cet exemple, le gain de l'amplificateur de puissance n'est pas assez élevé pour qu'après amplification, cette tension soit suffisante pour provoquer dans le haut-parleur un signal sonore gênant. Il en irait tout différemment avec un amplificateur opérationnel dont le gain en boucle ouverte serait de 10^5 par exemple. Le signal perturbateur se trouvant inséré *en série* avec la résistance d'entrée de l'amplificateur,

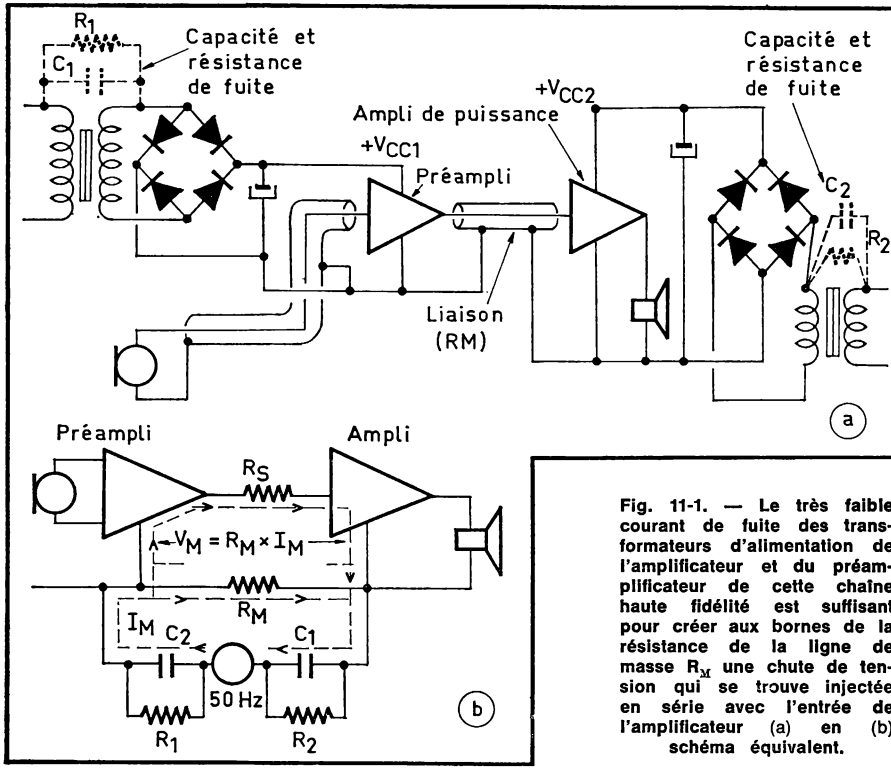


Fig. 11-1. — Le très faible courant de fuite des transformateurs d'alimentation de l'amplificateur et du préamplificateur de cette chaîne haute fidélité est suffisant pour créer aux bornes de la résistance de la ligne de masse R_M une chute de tension qui se trouve injectée en série avec l'entrée de l'amplificateur (a) en (b) schéma équivalent.

la boucle de contreréaction n'agit pas sur lui et c'est un signal parasite de 0,1 volt que l'on retrouverait en sortie ; ce qui n'est pas du tout négligeable !

Un raisonnement identique nous montrerait que si, du fait d'un circuit de masse mal conçu, le signal perturbateur se trouvait justement être celui de sortie de l'amplificateur on assisterait à un bel accrochage. Nous en parlons en connaissance de cause ayant eu lors de nos premiers contacts avec les amplificateurs opérationnels intégrés à nous débattre avec des accrochages qu'il n'a pas été possible de juguler que refaisant un nouveau circuit imprimé mieux étudié.

Comment faut-il établir les masses d'un montage à circuits intégrés opérationnels (ou même non intégrés, du reste) ? De même que pour tout montage présentant un gain appréciable, les masses seront courtes et massives. On peut distinguer trois types de masses (fig. 11-2) :

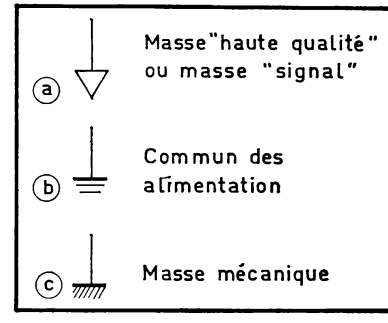


Fig. 11-2. — Symboles des trois types de masse.

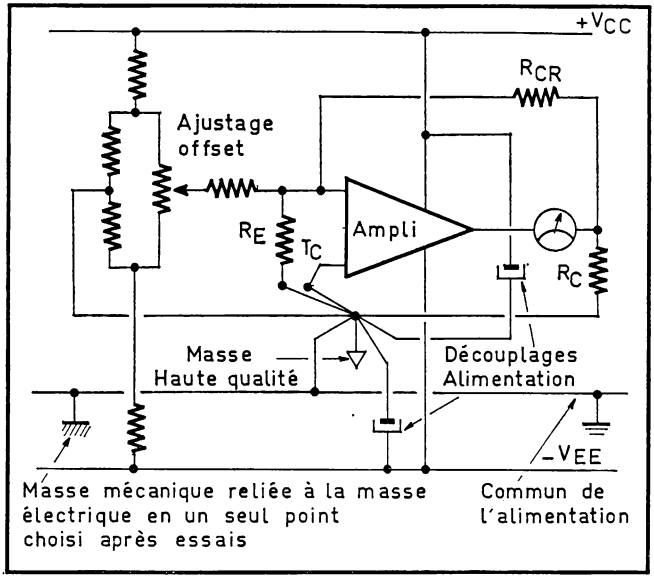


Fig. 11-3. — Tous les circuits actifs d'un ensemble à amplificateur opérationnel doivent revenir à la masse à un seul point qui constitue la masse « haute qualité » ou masse « signal ».

— la masse dite « haute qualité » ou encore masse « signal » (*a*) propre aux circuits de l'amplificateur. Idéalement tous ces circuits devraient revenir à la masse en un seul point voisin du retour du circuit d'entrée, de manière à limiter les chutes de tension ;

— le commun des lignes d'alimentation (*b*) ;

— la masse mécanique (*c*) reliée au reste du montage en un seul point déterminé expérimentalement au moment des essais.

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure 11-3 le schéma de l'amplificateur pour thermocouple décrit au chapitre précédent, tel qu'il devrait être câblé pour éviter les ennuis dus aux masses. Tous les circuits du montage (retour du thermocouple de mesure TC, point milieu du pont de compensation de la tension de décalage d'entrée, résistance de charge, résistance R_E, retour des découplages d'alimentation, etc.) sont ramenés en un seul point, dit masse de « haute qualité », de la ligne de commun des alimentations, lui-même raccordé électriquement au chassis en un point unique déterminé expérimentalement.

Blindages et écrans.

Un couplage inductif ou capacitif avec des sources de courant ou de tension parasites peuvent également être cause de signaux indésirables en sortie. C'est également à ce même type de couplage que sont parfois imputables les instabilités et accrochages.

C'est par des blindages (« *shielding* ») et des écrans (« *screen* » ou « *guard* ») que l'on parviendra à s'affranchir de ces inconvénients.

Un blindage est constitué par une enveloppe métallique *en matériau magnétique à haute perméabilité* dont le but est de canaliser le flux magnétique perturbateur de manière à lui interdire d'aller induire des courants parasites dans les connexions d'entrée de l'amplificateur (fig. 11-4 *a*).

Tandis qu'un écran, destiné à la protection des circuits à haute impédance contre les *couplages électrostatiques* est réalisé en *matériau conducteur à haute conductibilité* (fig. 11-4 *b*).

En général les blindages, dont l'efficacité se fait surtout sentir aux fréquences basses (champ de fuite des alimentations par exemple) s'appliquent plutôt aux circuits d'alimentation pour les empêcher de rayonner un champ magnétique perturbateur.

Ce sont surtout les circuits d'entrée à haute impédance, plus vulnérables aux couplages capacitifs, qui seront protégés par des écrans.

Prévenir étant meilleur que guérir, il est prudent de placer un écran (câble bifilaire blindé par exemple) sur les lignes d'amenée de la tension secteur, pour leur interdire l'émission d'un champ électrostatique, qui sera après, difficile à éliminer.

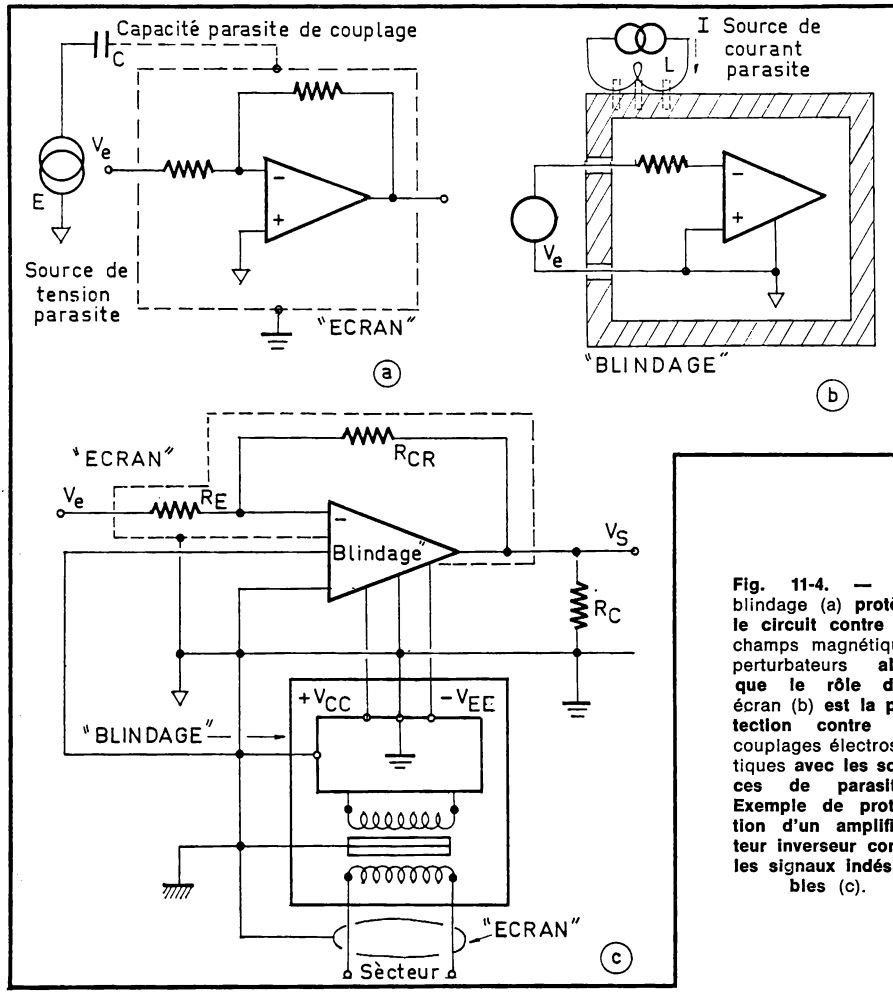


Fig. 11-4. — Un blindage (a) **protège le circuit contre les** champs magnétiques perturbateurs **alors que le rôle d'un** écran (b) **est la protection contre les** couplages électrostatiques **avec les sources de parasites. Exemple de protection d'un amplificateur inverseur contre les signaux indésirables** (c).

La figure 11-4 *c* reproduit le schéma d'un amplificateur inverseur avec son alimentation secteur, ses blindages et écrans.

Blindages et écrans devront de préférence ne pas présenter de discontinuité et, lorsque des ouvertures seront nécessaires, elles seront autant que possibles rondes et non-rectangulaires, les ouvertures allongées, même très étroites (fentes) étant fortement déconseillées.

Avant de terminer ce paragraphe, il nous paraît utile de préciser, que dans ce qui précède, nous avons raisonné dans l'absolu et pour des circuits travaillant à très faible niveau ; lorsqu'un rapport signal sur bruit très élevé est recherché, il ne faudrait tout de même pas croire que pour câbler un simple amplificateur inverseur il faille l'entourer de « toute une petite usine ». Mais il est des cas où ces conseils ne seront pas superflus.

Découplages.

Généralement un grand nombre de circuits élémentaires comportant chacun un amplificateur opérationnel sont réunis sur une même plaquette de circuit imprimé. Afin d'éviter les couplages entre étages par l'impédance commune de source d'alimentation (fig. 11-5 *a*), il est généralement nécessaire de découpler les circuits. Dans certains cas, lorsque les lignes d'alimentation sont assez massives, il suffit de

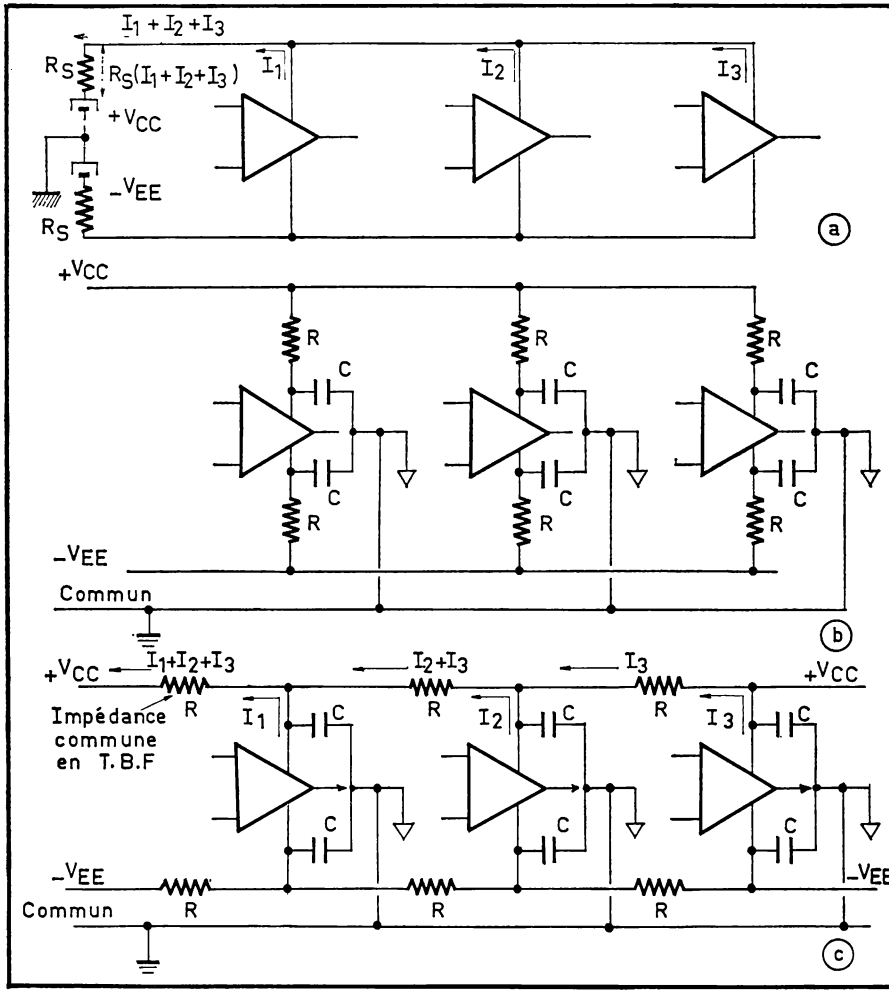


Fig. 11-5. — En l'absence de découplage, la résistance interne de l'alimentation constitue une impédance de couplage parasite entre étages (a). **Le découplage « en étoile »** (b) **est bien préférable à celui « en cascade »** (c).

découpler chaque carte. Dans d'autres cas au contraire, il est nécessaire de découpler séparément chaque étage. Chaque cas étant un cas particulier, ce sont l'expérience et le bon sens qui guideront le réalisateur dans la détermination du nombre des découplages et des endroits où ils devront être placés.

Généralement il suffit de placer des condensateurs chimiques de forte capacité (10 à 1 000 μF selon la fréquence la plus basse à traiter) aux bons endroits, l'inductance et la résistance propre des connexions d'alimentation étant suffisantes pour ne pas avoir recours à de véritables cellules de découplage à résistance — ou inductance — et capacité.

Lorsque des cellules de ce type sont nécessaires, il est préférable d'avoir recours au type de découplage « en étoile » (fig. 11-5 *b*) plutôt qu'au type en cascade (fig. 11-5 *c*) qui introduit des impédances basse fréquence entre les étages, desquelles il peut naître des accrochages B.F. ou T.B.F.

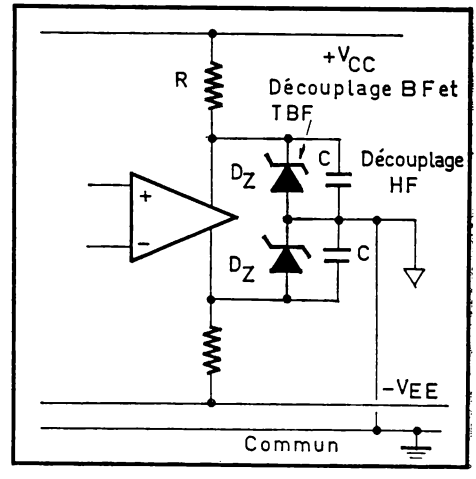


Fig. 11-6. — Des diodes de Zener shuntées par des condensateurs de faible valeur constituent un mode de découplage efficace et de moindre encombrement que des condensateurs chimiques de forte valeur.

Il est bon de se souvenir qu'en basse et en très basse fréquence, une bonne diode de Zener constitue un découplage plus efficace, et de plus moins encombrant, et même parfois plus économique qu'un gros condensateur chimique. Et, par-dessus le marché, la fiabilité y gagne car le taux de panne d'une Zener bien utilisée est bien plus faible que celui d'un condensateur chimique de forte valeur. La diode de Zener sera avantageusement shuntée par un condensateur de faible valeur (1 μF à 10 nF) pour parfaire le découplage aux hautes fréquences (fig. 11-6).

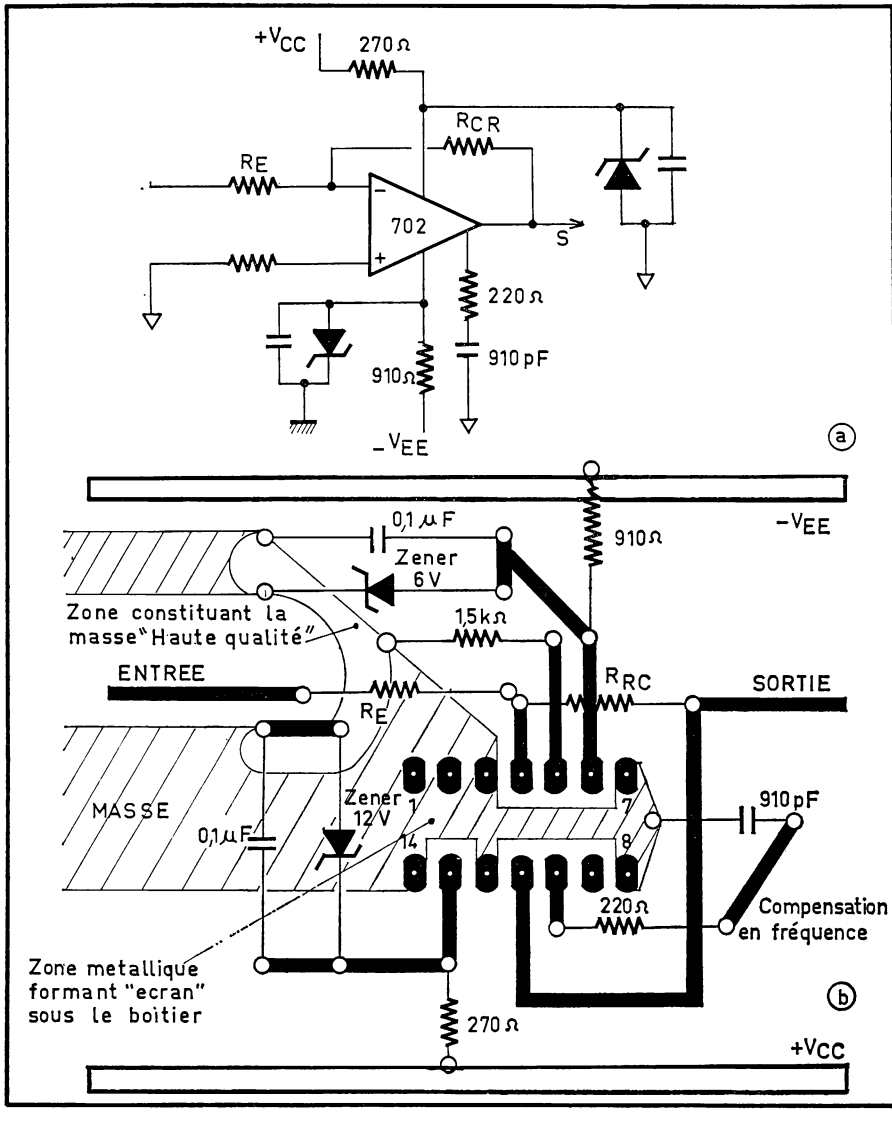


Fig. 11-7. — Exemple de circuit imprimé (b) **pour le câblage de l'amplificateur inverseur** (a). **On s'est efforcé de ramener toutes les masses dans une même zone qui constitue la masse « haute qualité ».**

Câblage.

Après tout ce qui a été dit plus haut, est-il encore nécessaire de préciser que, même pour un montage d'essai, le câblage « en toile d'araignée » ou en « filet à papillons » cher aux techniciens de labo,

est, avec les amplificateurs opérationnels, tout à fait exclus Il ne saurait conduire qu'à la catastrophe : l'accrochage impossible à juguler.

Les montages comportant des amplificateurs opérationnels sont presque universellement réalisés sur circuits imprimés. Il importe donc dès la conception du dessin de « bien viser » si l'on ne veut être amené à refaire le circuit (expérience vécue). S'inspirant de ce qui a été dit plus haut, le réalisateur devra s'efforcer d'étudier son circuit de manière à ramener autant que possible tous les retours de masse des composants annexes en un unique point de masse situé aussi près que possible de l'entrée de l'amplificateur. Lorsque cela est praticable, en particulier avec les circuits présentés en boîtier « dual in line », il sera bon de ménager juste sous le boîtier une partie métallique ramenée à la masse de manière à constituer un écran, rudimentaire certes, mais cependant assez efficace.

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure 11-7 un plan de circuit imprimé pour un amplificateur inverseur équipé d'un μA 702 en dual in line.

Autre petit conseil concernant le projet de circuit imprimé : prévoir par-ci par-là, en des endroits judicieusement déterminés, la place pour introduire, en série avec l'alimentation, des amplificateurs opérationnels travaillant à gain élevé, une résistance et un condensateur ou une diode de Zener de découplage.

Il est bien préférable d'établir un pont en fil de cuivre entre deux points prévus pour un découplage éventuel que d'avoir après câblage, à « bricoler » un circuit pour introduire un découplage qui *a priori* n'avait pas semblé nécessaire.

Alimentation.

Si nous examinons le schéma d'un amplificateur opérationnel, nous remarquons que, dans la grande majorité des cas, aucun point de l'amplificateur proprement dit n'est ramené directement à la masse. Le schéma équivalent d'un tel amplificateur alimenté par deux sources avec le commun à la masse est donc assimilable à un pont (fig. 11-8) dont un des points, le commun des alimentations, est à la masse et l'autre, le point E, commun des émetteurs des transistors d'entrée, constitue une masse virtuelle (1) ; *ce qui implique que le pont soit à l'équilibre.*

Si les deux alimentations varient en même temps de la même quantité l'équilibre du pont n'est en rien modifié et le point E reste une masse virtuelle. Mais si, par contre, les deux alimentations ne varient pas de la même manière, l'équilibre du pont est détruit et le

(1) Nous avons écrit pour plus de simplicité que c'est le point E qui constitue une masse virtuelle, en fait c'est un point imaginaire placé au milieu de la résistance différentielle d'entrée R_{AB} qui constitue cette masse virtuelle.

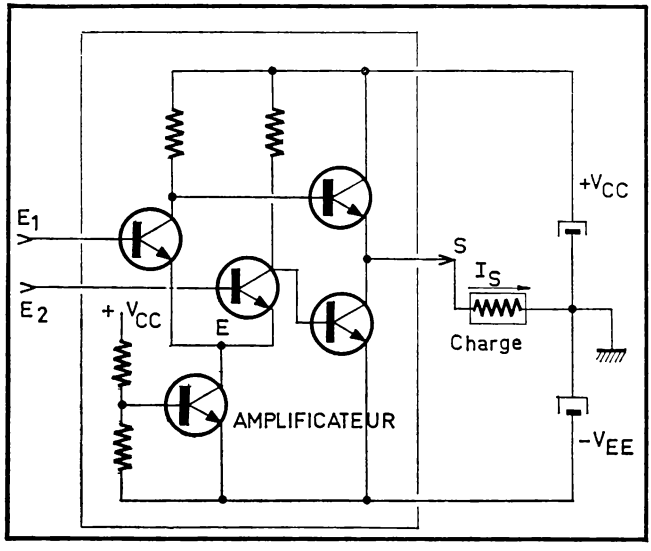


Fig. 11-8. — Un amplificateur opérationnel forme avec ses deux alimentations un pont qui doit être en équilibre (point E constituant une masse virtuelle) pour obtenir une bonne rejection de mode commun.

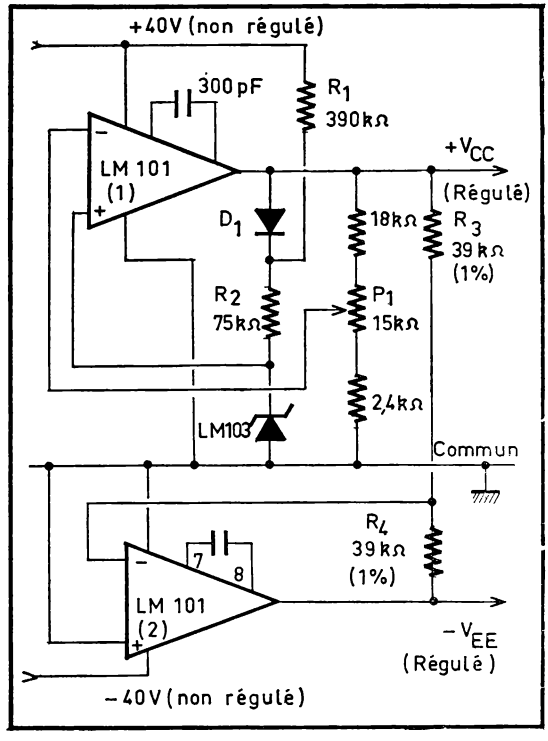


Fig. 11-9. — Des alimentations asservies l'une à l'autre permettent, en cas de variation de la tension fournie par l'une d'elles de faire varier l'autre de la même quantité et dans le même sens, condition essentielle pour un bon rapport de rejection du mode commun de l'amplificateur opérationnel. (Doc. National Semiconductor).

point E ne constitue plus une masse virtuelle, ce qui revient à introduire une tension d'erreur de mode commun ε' à l'entrée de l'amplificateur.

Cette explication, schématisée à l'extrême, montre que ce qui importe pour le bon fonctionnement d'un amplificateur opérationnel *ce n'est pas tant que les alimentations soient parfaitement stables* — bien sûr il est préférable qu'elles le soient — mais surtout que si variations il y a, ces variations soient *égales en grandeur et en signe.* C'est pour cette raison qu'il est recommandé d'alimenter les montages comportant des amplificateurs opérationnels au moyen d'un dispositif comportant un inter-asservissement des deux sources.

Nous avons déjà vu un dispositif semblable dans le testeur d'amplificateurs opérationnels au chapitre 7, dans lequel la source principale d'alimentation est commune à deux étages suiveurs, l'un inverseur et l'autre non inverseur, qui délivrent les tensions positive et négative. A la figure 11-9 nous reproduisons un schéma d'alimentation « suiveuse » ou « inter-asservie » dont les variations éventuelles de l'une des sources sont automatiquement reproduites par l'autre de manière à toujours conserver l'équilibre du pont évoqué plus haut.

Deux amplificateurs opérationnels, des LM 101, sont utilisés. Considérons le régulateur de tension positive, il fonctionne selon le

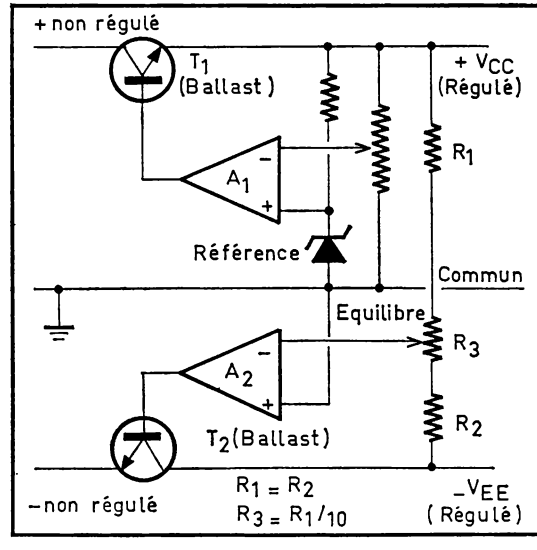


Fig. 11-10. — Autre schéma d'allmentations « inter-asservies ». (Doc. Philbrick Nexus).

mode classique par comparaison d'une fraction de sa propre tension de sortie à la référence, fournie par une « pseudo-diode de Zener » LM 103. La tension négative est, quant à elle, fournie par un inverseur de gain unité mais auquel est associé le pont diviseur de rapport 1/2 constitué par les résistances R_3 et R_4, ce qui fait qu'en cas de variation

de la tension de sortie de l'une des alimentations cette variation est automatiquement reproduite ou corrigée par l'autre. De cette manière c'est la seule manœuvre du potentiomètre P_1 qui permet d'ajuster simultanément les tensions de sorties des deux sources. Le rôle de la diode D_1 et de la résistance R_1 s'explique de la manière suivante : pour plus de stabilité, la « pseudo-Zener » LM 103 est alimentée *par la tension de sortie.* Mais au démarrage en l'absence du circuit D_1 — R_1 cette référence de tension ne serait pas alimentée et on ne trouverait aucune tension de sortie, il faut donc à ce moment alimenter la LM 103 à travers R_1. La diode D_1 est alors polarisée en inverse. Lorsque la tension de sortie apparaît D_1 devient passante, la LM 103 se trouve alimentée par la tension de sortie et le courant qui traverse R_1 devient tout à fait négligeable.

Ce montage n'est capable de débiter que quelques dizaines de milliampères. Pour une alimentation à plus fort courant, on lui associe des transistors ballasts capables d'un débit plus important. Cela nous conduit au schéma de principe de la figure 11-10 sur lequel nous n'avons porté aucune valeur de composants ni indiqué les types de semiconducteurs utilisés, ceux-ci devant être choisis en fonction des tensions et courant désirés.

Bibliographie

Les amplificateurs opérationnels. TOUTAIN DE BUSSY (op. cit.).

Théorie et applications des circuits intégrés linéaires. H. LILEN (op. cit.).

Application Manual of Opérational Amplifier. Document PHILBRICK-NEXUS (op. cit.).

Evolution from Operational Amplifier to Data Amplifier. Note d'application n° E 010 - 40 - 9/68, publiée par Analog Device.

INDEX ALPHABÉTIQUE

A

Abaque pour le calcul des filtres 204
Absolue (Amplificateur de valeur) 282
Actifs (Filtres) 178
Additionneurs 131
Admittance (voir aussi paramètres « y ») 194, 207
Admittance négative (voir aussi N.I.C. et I.N.I.C.) 217
Alimentation (des amplificateurrs opérationnels) 301
Alimentation stabilisée 283
Alimentation commandée (Filtres à) 214
Alternatif (comportement en) 15
Alternatif (Paramètres en) .....
Analogique (circuit de calcul) 131
Anémomètre 257
Antilogarithme (Fonction) 160
Auxiliaires (Circuits) 67

B

Bessel (Fonction de) 245
Bistable 263
Bode (Diagramme de) 17
Boostrap 83
Boucle fermée (gain en) 17, 54
Boucle ouverte (gain en) 8
Bruit 41
Bruit blanc 47
Bruit de commutateur 47
Bruit (facteur de) 50
Bruit de Flicker 47
Bruit (Gain de) 51
Bruit de Johnson 44
Bruit (Mesure du) 121
Bruit d'origine externe 43
Bruit d'origine interne 44
Bruit de « Pop corn » 47
Bruit ramené à l'entrée 48

Bruit (Rapport signal sur) 41
Bruit (Résistance caractéristique de) 49
Bruit rose 47
Bruit de Schottky 46
Bruit (Sources de) 45
Bruit (Spectre de) 47
Buffer (voir aussi amplificateurs de puissance) 84
Butterworth (Fonction de) 197, 244

C

Calcul analogique 131
Capteur (Amplificateurs pour) 250
Caractéristiques (Amélioration des) ..... 27, 33, 81 à 89
Caractéristiques (Définition des) 8
Caractéristiques (Mesure des) 106
Caractéristiques de transfert 13
Caractéristiques (Relevé de la) 127
Cellules solaires (Amplificateurs pour) 251
Circuits imprimés (conception des) 300
Circuits intégrés 39
Charge (Impédance de) 108
Charge (Impédance maximale de) 108
Chopper (Amplificateurs à) 34
Chopper (Amplificateurs stabilisés par) 35
Comparateurs 259
Comparateurs à deux limites (Window discriminator) 261
Comparaison de courants 263
Comparaison de résistances 263
Compensation de la dérive 70
Compensation du courant de décalage 68
Compensation de la tension de décalage 67
Compensation en fréquence 92
Compensation deux pôles 101
Compensation à l'entrée 98
Compensation globale (Lag) 96
Compensation (Lead) 96
Compensation à mi-étage 98
Compensation mixte 99
Compensation (Post) 96
Compensation à la sortie 96
Conditions de stabilité 93, 104
Conformateur à diodes (voir générateurs de fonction) 170
Constant (Source à courant) 287
Constante de temps d'intégration 138
Contreréaction (Facteur de) 54, 63
Contreréaction (Réseau de) 54
Convertisseur courant-tension 59, 63
Convertisseur d'impédance 58, 63
Convertisseur tension-courant 60, 63

Courant de décalage d'entrée 11
Courant de décalage (Mesure du) 112, 126
Courant de sortie (Augmentation du) 84
Courant de polarisation 11
Courant de polarisation (Mesure du) 112, 126
Courant constant (Source à) 287
Courbe standard de gain 17

D

Décalage (Courant de) 11
Décalage (Mesure du) 112, 126
Décalage (Tension de) 11
Décalage (Mesure de la tension de) 112, 126
Décalage du signal de sortie 73
Découpage (voir Chopper) 34, 35
Découplage de l'alimentation 298
Dépassement 180
Dépassement (Détecteur de) 261
Déphasage dans les filtres 181
Déphasage (Oscillateurs à) (Phase-shift) 273
Dérivateur 149
Dérive 12
Dérivée (Fonction) 149
Détection de seuil (voir Comparateurs) 159
Différence (Amplificateur de) 135
Différentiel (Amplificateur) 135
Différentiel (Amplificateur ... à gain ajustable) 136
Diviseur-division 167
Diviseur (Pont ... en sortie) 55

E

Echelon unité (Réponse à un) 18
Ecrêtage de la tension d'entrée 74
Ecrêtage de la tension de sortie 76
Electromètre de sortie 253
Erreur (Cause d' ... dans les additionneurs) 55
Erreur (Cause d' ... sur le gain) 55
Erreur (Cause d' ... dans les intégrateurs) 142
Erreur (Tension d' ... en mode commun) 14
Erreur (Tension d' ... dans un détecteur d'équilibre de pont) 255, 256
Exponentielle (Circuits à réponse) 160

F

F.E.T. (Etages d'entrée à) 27, 52, 80
F.E.T. (Filtre à accord par) 242
F.E.T. Utilisé comme conformateur sinusoïdal 270

Filtres actifs à accord électronique 242
Filtres actifs à boucles multiples 212
Filtres actifs à alimentation commandée 214
Filtres actifs (Calcul des) 227
Filtres actifs (Comparaison des caractéristiques) 222
Filtres actifs coupe bande 203, 206, 241
Filtres actifs à INIC 217
Filtres actifs monoboucles 209
Filtres actifs de moyenne 201
Filtres actifs passe-bas 214
Filtres actifs passe-bande 214, 229, 231, 235, 241
Filtres actifs passe-haut 231, 240
Filtres passifs 179, 185, 190, 224
Fréquence (Compensation en) 92
Fréquence (Courbe de réponse en) 17
Fréquence de coupure 180
Fréquence maximale à pleine puissance 20
Fréquence maximale (Mesure) 110
Fréquence réduite 196

G

Gabarit de la courbe de réponse d'un filtre 180
Gain (Courbe standard du) 17
Gain en boucle fermée 17, 54
Gain en boucle ouverte 8
Gain en boucle ouverte (Mesure du) 106
Gain (Produit gain-bande) 17
Gain-bande (Mesure du produit) 110
Gain réglable (Amplificateur à) 136
Gain réglable (Soustracteur à) 136
Gain unité 17
Générateur à courant constant 287
Générateurs de fonctions 170
Générateurs d'onde triangulaire 269
Générateur d'onde sinusoïdale 271
Générateurs polyphasés 277
Générateurs de rampe 269
Générateurs de signaux carrés 266
Générateurs triphasés 277
Gyrator 221

H

« h » (Paramètres) 208
Heaviside (Opérateur de) 138
Hystérésis (d'un trigger) 260

I

Impédance différentielle d'entrée 10
Impédance différentielle d'entrée (augmentation de l') 27
Impédance différentielle d'entrée (Mesure de l') 115
Impédance d'entrée en mode commun 10
Impédance d'entrée en mode commun (Mesure de l') 117
Impédance de sortie 10
Impédance de sortie (Diminution de l') 84
Inductance (Simulation d') (voir également gyrator) 224, 227
INIC (Convertisseur d'impédance inverseur à imittance négative) 217
Intégrateurs 138, 268
Intégrateurs (Causes d'erreur dans les) 142
Intégrateurs (Remise à zéro des) 141
Intégrateurs (Réponse en fréquence des) 145
Intégrateurs (Utilisation des) 140
Inverseur (Amplificateur) 54
Inverseur (Amplificateur non) 56
Inverseuse (Entrée) 9
Inverseuse (Entrée non) 9

L

Latch up (Verrouillage) 58
Latch up (Protection contre le) 58
Limiteur d'amplitude 76
Limiteur du courant de sortie 76
Logarithmique (Amplificateur à réponse) 153
Logique (Commande de circuits de) 78

M

Marge de phase 94
Masses (Problème des) 293
Mesure (Amplifications à la) 250
Mesure du bruit 12 121
Mesure des caractéristiques 106
Mesure de courant 253
Mesure (Amplificateur pour pont de) 256
Mesure de tension 253
Mesure de tensions élevées 254
Monostable 263
Montages fondamentaux 54
Montages fondamentaux (Tableau des caractéristiques) 63
Multiplicateurs 161
Multiplicateurs à amplificateurs logarithmiques 161

Multiplicateurs par demi-somme des carrés 165
Multiplicateurs simples 171
Multiplication de capacité 227
Mode commun (Impédance d'entrée en) 10
Mode commun (Mesure de l'impédance d'entrée en) 115
Mode commun (Rapport de rejection en) 14
Mode commun (Mesure du rapport de rejection en) 118
Mode commun (Tension d'entrée en) 14
Mode commun (Tension maximale d'entrée en) 14
Mode commun (Tension d'erreur de) 14
Multivibrateur 265
Multivibrateur (Synchronisation des) 266

N

N.I.C. (Négative Impédance Converter) 217
Notch-filter (Filtre de coupure à bande étroite) 201
Nyquist (Courbe de) 181

O

Offset (Tension-courant) 11
Opérateur de Heaviside 138
Ordre d'un filtre 196
Oscillateurs sinusoïdaux 269

P

p (Opérateur de Heaviside) 138
Parasite (voir bruit) 45
Passe-bande (Filtre) 214, 229, 231, 235, 241
Passe-bas (Filtre) 226, 230, 232, 234, 236
Passe-haut (Filtre) 231, 240
Passif (Réseau) 185, 188, 224
Paynter (Fonction de) 206
Phase (Diagramme de) 93, 181
Phase (Marge de) 94
Photorésistance (Amplificateur pour) 251
Phototransistor (Amplificateur pour) 252
Pôles et zéros 181
Polyphasés (Générateurs) 277
Pop-corn (Bruit de) 47
Pont diviseur en sortie 55
Pont de mesure (Amplificateur pour) 256
Pont de Wien (Oscillateurs) 271

Produit gain-bande 17
Proportionnelle (Fonction ... et dérivée) 152
Proportionnelle (Fonction ... et intégrale) 148
Protection contre les courts-circuits 76
Protection contre les surcharges 76
Protection contre les surtensions d'alimentation 73
Protection contre les surtensions à l'entrée 74
Pulsation critique 151
Pulsation réduite 196

Q

Q (Coefficient de surtension d'un filtre) 239

R

Réaction (Facteur de) 54, 63
Réalisation des filtres 207
Redresseur (Montage) 278
Redresseur double alternance 278
Redresseur simple alternance 280
Référence de courant 287
Référence de tension 284
Règle de trois 167
Rejection en mode commun (Rapport de) (R.R.M.C.) 14
Reprise après surcharge 20
Retard 20
Retards égaux (Filtres à) 201
Réseaux de contreréaction 54
Réseaux passifs (Tableaux des) 185, 188, 192
Résistance caractéristique de bruit 49
Résistance d'entrée en mode commun 10
Résistance d'entrée en mode commun (Mesure de la) 117
Résistance différentielle d'entrée 10
Résistance différentielle d'entrée (Mesure de la) 117
Résistance de sortie 10, 63

S

s (Opérateur de Heaviside) 138
Saturation 15
Schottky (Bruit) 46
Seuil (Détecteur de) 259, 261
Signaux (Discriminateur à deux) 261
Signaux (courbe de réponse grands) 20

Simulation d'inductance 224, 227
Slew rate (Vitesse de montée de la tension de sortie) 18
Slew rate (Mesure du) 110
Stabilité (conditions de) 93, 104
Stabilisation d'amplitude d'un oscillateur 272, 276
Stabilisation de courant 287, 289
Stabilisation de tension 123, 289, 302
Soustracteur 135
Suiveur de tension 58
Surcharge (Protection contre les) 76
Surcharge (Temps de reprise après) 20

T

T (Double) 201, 204
T (Filtre en) 241
T (Oscillateur à double) 272
T passe-bande 205
T ponté (Réseau en) 195
Tchébitchef (Fonction de) 199, 245
T.E.C. (Voir F.E.T.) 27, 42, 80, 242
Température (Circuits à substrat stabilisé en) 36
Température (Mesure de) 251
Testeur d'amplificateurs opérationnels intégrés 121
Thermistance 257
Thermocouple (Amplificateur pour) 251
Thomson (Détecteur d'équilibre pour pont de) 259
Tensions d'alimentation 10, 301
Tensions différentielles d'entrée 11
Tensions différentielles d'entrée (maximale) 14
Tensions de décalage d'entrée (offset) 11
Tensions de mode commun 14
Tension de mode commun (maximale) 14
Tension de saturation 15
Tension de sortie (maximale) 14
Triangulaire (Générateur d'onde) 269
Trigger 260
Triphasé (Générateur) 277
Transconductance (Amplificateur de) 60
Transdiode 154
Transfert (Admittance de) 193, 209
Transfert (Courbe de) 13
Transfert (Relevé de la courbe de) 127
Transfert (Fonction de) 13
Transformateur courant-tension 59, 63
Transformateur d'impédance 58, 63
Transformateur tension-courant 60, 63
Transposition (d'un filtre passe-bas en filtre passe-haut) 205

U

Unité (Echelon) 18
Unité (Gain) 17

V

Varactor (Entrée par) 35
Verrouillage (Latch up) 58
Vitesse de balayage de la tension de sortie (slew rate) 18
V.V.T. (Filtre à alimentation commandée) 214

W

Window discriminator 261

Y

« y » (Paramètres) 207
$Y = X^n$ (Fonction) 161

Z

Zener (Diodes de) 286

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION 5

CHAPITRE PREMIER. — **FAISONS LA CONNAISSANCE AVEC LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS** 7

Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal 8
Définissons les caractéristiques statiques 8
Paramètres dynamiques 12
Comportement en alternatif 15
Réponse à un échelon unité : vitesse de balayage ou « Slew rate » 18
Temps de reprise après surcharge 20
Bibliographie 20

CHAPITRE 2. — **CONSTITUTION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS** 22

Schéma de principe 22
Décorticons un schéma classique 25
Augmentation de l'impédance d'entrée 27
Diminution du courant et de la tension de décalage d'entrée et de leur dérive 33
Amplificateurs à substrat stabilisé en température 36
Mode de réalisation des amplificateurs opérationnels 39
Bibliographie 39

CHAPITRE 3. — **LE BRUIT** 41

Définitions 41
Bruits d'origine externe 43
Bruits internes 44
Spectre de bruit 47
Bruit ramené à l'entrée 48
Résistance caractéristique de bruit 49
Facteur de bruit 50
Gain de bruit 51
Comparaison du point de vue du bruit des divers types d'amplificateurs opérationnels 52
Bibliographie 53

CHAPITRE 4 — **LES MONTAGES FONDAMENTAUX** 54

Amplificateurs de tension inverseur 54
Pont diviseur en sortie 55
Amplificateurs sans inversion 56
Suiveur de tension (transformateur d'impédance) 58
Transformateurs courant tension 59
Amplificateurs de courant 60
Amplificateurs de transconductance 60
Amplificateurs de différence 64
Bibliographie 65

CHAPITRE 5. — **CIRCUITS AUXILIAIRES** 67

Compensation de la tension et du courant de décalage d'entrée 67
Décalage de la tension de sortie 73
Protection contre les surtensions 73
Limiteurs de tension de sortie 76
Protection contre les courts-circuits en sortie 76
Commande de circuits de logique 78
Augmentation de l'impédance d'entrée 80
Diminution de l'impédance de sortie - Boosters 84
Bibliographie 89

CHAPITRE 6. — **COMPENSATION EN FRÉQUENCE** 92

Conditions de stabilité d'un amplificateur soumis à une contreréaction 92
Diverses méthodes de compensation en fréquences 95
Quelques recommandations pour assurer la stabilité des montages comportant des amplificateur opérationnels 104
Bibliographie 105

CHAPITRE 7. — **MESURE DES CARACTÉRISTIQUES** 106

Mesure du gain en boucle ouverte G_O 106
Mesures du produit gain-bande, du slew-rate et de fréquence maximale à pleine puissance 110
Tension de décalage et courant de polarisation d'entrée 112
Résistance différentielle d'entrée R_{AB} 115
Résistance d'entrée de mode commun 117
Tension maximale en mode commun 117
Rapport de rejection en mode commun (R.R.M.C.) 118
Mesure de bruit 121
Testeur simple pour amplificateurs opérationnels 121
Bibliographie 130

CHAPITRE 8. — **CIRCUITS DE CALCUL ANALOGIQUE** 131

Circuit additionneur 131
Amplificateur inverseur à gain réglable 136
Amplificateur de différence à gain ajustable 136
Circuits intégrateurs 138
Circuits de dérivation 149
Circuits à réponse logarithmique 153
Circuits de multiplication 161

Diviseurs, règle de trois 167
Fonctions diverses 170
Bibliographie 175

CHAPITRE 9. — **FILTRES ACTIFS** 178
Quelques définitions 178
Principaux types de courbe de réponse de filtre 197
Modes de réalisation des filtres actifs 207
Détermination pratique des éléments d'un filtre actif 227
Filtres à accord électronique 240

ANNEXES :
Polynômes de Butterworth 244
Polynômes de Tchébitchef 244
Polynômes de Bessel 245
Bibliographie 248

CHAPITRE 10. — **APPLICATIONS DIVERSES** 250
Amplificateurs pour capteurs - Mesure 250
Amplificateurs pour ponts de mesure 256
Détection du seuil de tension, comparaison de tension de courant ou de résistance. Triggers 259
Montages dérivés du trigger : bistables et monostables 263
Générateurs de signaux 265
Montages redresseurs 278
Références de tension ou de courant. Alimentations stabilisées 283
Bibliographie 292

CHAPITRE 11. — **QUELQUES CONSEILS PRATIQUES** 293
Un problème important : celui des masses 293
Blindages et écrans 296
Découplages 298
Câblage 300
Alimentation 301
Bibliographie 304

INDEX ALPHABÉTIQUE 305
TABLE DES MATIÈRES 317

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

CIRCUITHEQUE D'ELECTRONIQUE N° 1 : CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES, par **H. Lilen.** — Recueil de schémas d'utilisation : amplificateurs, montages B.F. et Hi-Fi; circuits fondamentaux, sous-ensembles radio et T.V. en A.M. et F.M., montages professionnels et industriels.
196 pages, format 16-24 ..... **33,00 F**

CIRCUITHEQUE D'ELECTRONIQUE N° 2 : CIRCUITS INTEGRES NUMERIQUES, par **H. Lilen.** — Principes et applications des circuits intégrés numériques : familles, fonctions, utilisations.
416 pages, format 16-24 ..... **60,00 F**

CIRCUITHEQUE D'ELECTRONIQUE N° 3 : GUIDE MONDIAL DES CIRCUITS INTEGRES, par **H. Lilen.** — Caractéristiques détaillées et schémas de brochage des circuits intégrés numériques et linéaires. Listes d'équivalence. Indication du fabricant.
256 pages, format 16-24 ..... **60,00 F**

CIRCUITHEQUE D'ELECTRONIQUE N° 4 : THYRISTORS ET TRIACS, par **H. Lilen.** — Principes et applications des thyristors, triacs, diacs, SBS, photothyristors, etc., avec schémas d'applications.
264 pages, format 16-24 ..... **48,00 F**

CIRCUITHEQUE D'ELECTRONIQUE N° 5 : CIRCUITS INTEGRES MOS (principes et applications), par **H. Lilen.** — Le transistor MOS et les diverses technologies utilisées pour les circuits intégrés. Avantages et applications des CI/MOS.
196 pages, format 16-24 ..... **45,00 F**

CIRCUITS DE LOGIQUE, par **R. Damaye.** — Fonctions logiques; algèbre de Boole; simplification des fonctions; décodage et affichage; réalisation et protection des circuits; protection contre les parasites industriels.
372 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **48,00 F**

EMPLOI RATIONNEL DES CIRCUITS INTEGRES, par **J.-P. Oehmichen.** — Structures, circuits logiques, mémoires, comptage binaire et décimal, emploi des circuits intégrés; amplificateurs opérationnels, comparateurs, amplificateurs et stabilisateurs de tension intégrés; évolution probable.
480 pages, format 16-24 ..... **63,00 F**

INITIATION A L'INFORMATIQUE, par **R. Quinqueton.** — Enseignement de la science de l'informatique à partir d'exemples très simples (hardware et software).
272 pages, format 16-24 ..... **39,00 F**

L'INFORMATIQUE INDUSTRIELLE N° 1 : ACQUISITION ET TRAITEMENT DE DONNEES, par **H. Soubies-Camy.** — Les techniques numériques utilisées en instrumentation électronique dans les systèmes industriels de centralisation de données, de surveillance ou de conduite automatique.
240 pages, format 16-24 ..... **33,00 F**

L'INFORMATIQUE INDUSTRIELLE N° 2 : LOGIQUE ELECTRONIQUE ET CIRCUITS INTEGRES NUMERIQUES, par **R. Damaye.** — Technologie, principe de fonctionnement électrique et logique, schémas d'utilisation des circuits intégrés de logique.
488 pages, format 16-24 ..... **63,00 F**

L'INFORMATIQUE INDUSTRIELLE N° 3 : THEORIE ET PRATIQUE DES SYSTEMES ET LANGAGES DE COMMANDE NUMERIQUE DES MACHINES-OUTILS, par **H. Soubies-Camy.** — Cours de commande numérique; documentation pratique sur les systèmes de commande numérique et sur le langage de programmation « IFAPT » de l'ADEPA.
584 pages, format 16-24 ..... **85,00 F**

OPTO-ELECTRONIQUE, par **R. Damaye.** — Notions d'optique et de physique de la matière. Sources lumineuses et dispositifs photosensibles. Modulation des sources et leur couplage aux éléments photosensibles. Applications.
228 pages, format 16-24 ..... **42,00 F**

PRINCIPES ET APPLICATIONS DES CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES, par **H. Lilen.** — Technologie; montages différentiels; amplificateurs opérationnels; comparateurs; mesures; alimentations stabilisées; applications industrielles et grand public; cent schémas d'utilisation.
416 pages, format 16-24 ..... **54,00 F**

THEORIE ET PRATIQUE D'AUTOMATISMES NUMERIQUES (de la logique aux ordinateurs), par **Ch. Korsakissok.** — Les trois aspects de la logique : mathématique, élément constituant, utilisation; automatismes logiques, séquentiels, programmés.
296 pages, format 16-24 ..... **48,00 F**

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP, par **J.-P. Oehmichen.** — Ces semi-conducteurs, dont le principe est connu depuis plusieurs années, prennent chaque jour une importance plus grande dans les applications de l'électronique.
264 pages, format 16-24 ..... **33,00 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6e) C.C.P. Paris 1164-34

L'amplificateur opérationnel a fait depuis quelques années une entrée très remarquée dans tous les domaines de l'électronique, à tel point qu'il peut aujourd'hui être considéré comme un simple composant : quelque chose comme un super-transistor aux possibilités étendues

L'auteur, ingénieur dans un important centre de recherches, riche de plus de vingt années de pratique en laboratoire, explique, d'une manière simple et accessible à chacun, le fonctionnement de l'amplificateur opérationnel, en définit les caractéristiques et montre comment et dans quelles mesures elles peuvent être améliorées.

Les causes du bruit et les remèdes pour en atténuer les effets font l'objet d'un important chapitre de même que la mesure des paramètres.

Trois chapitres sont consacrés aux principales applications : circuits de calcul analogique, filtres actifs et applications diverses dans les domaines de la mesure et de l'automatisation.

L'ingénieur tout comme le technicien ou l'étudiant verront dans cet ouvrage un véritable « handbook » de l'amplificateur opérationnel.